

ROK V MARZEC 1950 R. NR 3

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 100 zł.

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

MIESIĘCZNIK DLA TECHNIKÓW I AMATORÓW

Rok V | Marzec 1950 | Nr 3

Z kraju i zagranicy

Stacje nadawcze Polskiego Radia otrzymały nowe długości fal

W grudniu ub. r. Sejm R. P. ratyfikował konwencję kopenhaską i plan rozdziału częstotliwości radiofonicznych w zakresie długo i średniofalowym, ustalonych na Europejskiej Regionalnej Konferencji Radiofonicznej w Kopenhadze (1948 r. [1]). Stosownie do wytycznych tej konwencji radiostacje Polskiego Radia od dnia 15.III. 1950 r. rozpoczęły pracę na nowych, przydzielonych im powyższym planem kopenhaskim, częstotliwościach.

Prace przygotowawcze związane z przestrojeniem radiostacji na nowe częstotliwości trwały od szereg miesięcy

Stale się pogarszający stan wykorzystania częstotliwości zakresu długo i średniofalowego, dawał się odczuć każdemu radiosłuchaczowi, który próbował odbierać stacje krajowe i zagraniczne; niekiedy w nieznacznej już odległości od odbieranej stacji lokalnej stwier-

Zakres	Dotychczasowa częstotl. (kc/s)	Dotychczasowa Dług. fali (m)	Stacja	Rodzaj często tliw.	Często-tliwość (kc/s)	Długość fali (m)	Gdzie znaleźć stację na skali odbiornika
Długofalowy	224	1339,3	Warszawa Centralna	wył.	227	1321,6	Nieznaczne odchylenie w stosunku do obecnego położenia na skali
Średniofalowy	1231	243,7	Gliwice	wsp.	737	407,1	Powyżej Katowic około Monachium
	758	395,8	Warszawa I	wył.	818	366,7	Między Bukaresztem a Mediolanem
	950	315,8	Wrocław	wył.	1079	278	Ok Bordeaux
	868	345,8	Poznań	wsp.	1205	249	Między Lille i Frankfurtem
	1303	230,2	Szczecin	wył.	1259	238,3	Powyżej obecnego, ok. Rygi
	278,3	1078	Gdańsk	wsp.	1304	230,1	Na m. Szczecina
	986	304,3	Toruń	wsp.	1367	219,5	ok. Bordeaux S. O.
	1339	224	Łódź	międzynarod.	1484	202,2	Na początku zakresu średniofalowego
	1022	293.5	Kraków	wsp.	1502	199,7	

dzaliśmy znaczne zakłócenia pochodzące od interferujących stacji o zbliżonej częstotliwości, uniemożliwiające czysty odbiór tej pożądanej stacji.

Oczywiście po zmianie częstotliwości naszych radiostacji radiosłuchacz (nie tylko zresztą w Polsce, ale w całej Europie) przy nastrajaniu odbiornika na żądaną stację napotyka na trudności, gdyż napisy na skali odbiornika, z nieznacznymi wyjątkami nie są aktualne.

Powyższe zestawienie ułatwi „odszukanie" radiostacji Polskiego Radia.

Tabelka ta uwzględnia pewne poprawki wprowadzone w stosunku do otrzymanego przydziału częstotliwości wg planu kopenhaskiego (dla stacji Warszawa I, Poznań).

Korzyści uzyskane z przestrojenia radiostacji urzeczywistniły się, co każdy z radiosłuchaczy na własne uszy stwierdzić może, gdyż wszystkie prawie państwa, zarówno sygnatariusze konwencji jak i państwa, które jej nie podpisały, podporządkowały się zaleceniom konwencji i planu. Nie ulegało wątpliwości, że plan w pełnym zakresie nie wejdzie w życie z dniem 15.III.50 r. Przyczyną tego są trudności techniczne, na jakie natrafiły poszczególne europejskie administracje w związku z przestrojeniem oraz to, że nie wszystkie państwa europejskie miały dobrą wolę wprowadzenia planu na swych terenach. Stwierdzono, że w drugiej połowie marca około 20 stacji pracuje na falach im nieprzynależnych. Do tych wyjątków należą radiostacje położone w Niemczech Zachodnich, Austrii, Hiszpanii i Luxemburg.

Wspólna i solidarna postawa sygnatariuszy paktu w tej sprawie może zmusić oportunistów do podporządkowania się punktom planu.

Są jeszcze kłopoty z częstotliwościami derogacyjnymi, na szczęście jest ich niewiele.

Z technicznego punktu widzenia wszystko przemawiało za wejściem w życie konwencji, każde bowiem z państw miało możność poprawienia jakości odbioru swych stacji szczególnie tych, którym przydzielono fale wyłączne, co w całej rozciągłości się obecnie potwierdziło. Po zastosowaniu się wszystkich państw do wytycznych konwencji i planu, stan dla naszych stacji przedstawiałby się jak podano w tabeli wyżej cytowanego artykułu.

W tym wypadku fale wyłączne, przydzielone naszym najsilniejszym radiostacjom (Warszawa Centralna, Warszawa, I, Wrocław, Szczecin) oraz odległe położenie stacji pracujących we wspólnych kanałach z naszymi przy zachowaniu zaleconej im mocy w stosunku do pozostałych polskich stacji, zapewniają zwiększenie niezakłóconego zasięgu w stosunku do warunków poprzednich i poprawienie odbioru.

H. K.

[1]) Patrz artykuł „Europejska Regionalna Konferencja Radiofoniczna w 1948", Radio, 1948, Marzec, Kwiecień Nr. 3/4 oraz Przegląd Telekomunikacyjny, 1948, Nr. 9 — 10.

Tydzień Muzyki Radzieckiej

W dniach od 20 do 26 lutego odbył się w Polskim Radio Tydzień Muzyki Radzieckiej. Radiosłuchacze mieli możność zapoznać się z najpiękniejszymi utworami radzieckimi w wykonaniu najlepszych artystów ZSRR. Wszechzwiązkowy Komitet Radiowy dostarczył bowiem Polskiemu Radiu siedem godzinnych koncertów nagranych na taśmie magnetofonowej. Prócz tego Polskie Radio nadało audycje muzyki radzieckiej wykonane przez chór i orkiestry P. R.

Radiowy Tydzień poświęcony muzyce polskiej odbędzie się w Związku Radzieckim w lipcu br. z okazji obchodu Święta Odrodzenia Polski.

Państwowe Przedsiębiorstwo Radiofonizacji Kraju

Począwszy od stycznia br. radiofonią przewodową na terenie Polski zajmuje się Państwowe Przedsiębiorstwo Radiofonizacji Kraju. Przedmiotem jego działalności jest budowa i eksploatacja urządzeń radiowęzłowych, instalowanie głośników zasilanych przewodami radiofonicznymi oraz konserwacja wszystkich urządzeń. Polskie Radio zajmuje się obecnie wyłącznie przygotowaniem i wykonaniem programu oraz eksploatacją sieci stacji nadawczych. Oba Przedsiębiorstwa podlegają Centralnemu Urzędowi Radiofonii.

Nowa taryfa radiofoniczna

Z dniem 1 stycznia br. obowiązuje nowa taryfa radiofoniczna. Abonament miesięczny za głośnik mieszkaniowy o mocy do 0,5 w. oraz aparat kryształkowy kosztuje 80 zł. Za korzystanie z odbiornika lampowego miesięczna opłata ulgowa wynosi 250 zł. Z taryfy tej korzystają pracownicy państwowi, samorządowi, spółdzielczy, społeczni, posiadacze gospodarstw rolnych, pracownicy, dla których stosunek pracy jest jedynym źródłem utrzymania, wojskowi w służbie czynnej, emeryci, studenci oraz osoby bez pracy zarejestrowane w Urzędach Psacy. Tracą oni jednak prawo do ulgowego abonamentu, jeżeli zamieszkuje z nimi płatnik podatku obrotowego, lub sami są płatnikami tego podatku. Z ulgi korzystają również posiadacze warsztatów rzemieślniczych, którzy nie zatrudniają sił najemnych. Wszystkie inne osoby płacą za odbiornik lampowy 750 zł. miesięcznie.

Komisja oceny wynalazczości w Polskim Radio

Przy Dyrekcji Technicznej Polskiego Radia działa Komisja Oceny Wynalazczości i Pomysłów Racjonalizatorskich. Rozpatruje ona projekty nadsyłane przez pracowników technicznych, wprowadzając je do użytku w poszczególnych działach radiofonii.

Spis częstotliwości oraz fal i mocy
radiostacji rejonu europejskiego wg. Planu Kopenhaskiego

W dniu 15 marca 1950 r. skalowanie naszych odbiorników stało się zupełnie nieaktualne. Celem zorientowania naszych Czytelników o zaszłych zmianach podajemy spis częstotliwości oraz mocy przyznanych przez Konferencję Kopenhaską. Spis ten obejmuje, w kolejności kolumn: 1. Moc stacji, przy czym podkreślamy, że jest to moc przyznana a nie rzeczywiście stosowana, co łatwo sprawdzić w odniesieniu do radiostacji polskich. Np. Szczecin ma moc przyznaną 100KW zaś wykorzystuje 50 KW itp. Oczywiście że mogliśmy łatwo skorygować te sprawy dla naszych stacji, ponieważ jednak nie posiadamy danych co do stacji zagranicznych, pozostawiliśmy wszystko w stanie pierwotnym, wg oryginalnego Planu Kopenhaskiego. 2. Częstotliwości podane są również ściśle według Planu. Czy wszystkie radiostacje dostosują się do tych reguł jest pytaniem, na które można z góry odpowiedzieć negatywnie. Np. Luksemburg, któremu „zabrano" falę długą 1293 m (232 kc/s) zaś słusznie przyznano falę średnią 208 m (1439 kc/s), pracuje w dalszym ciągu na fali długiej. Nawiasem dodamy, że „zachodni" ośrodek pomiarowy w Brukseli korzystał z tej stacji dla podawania wyników pomiarów częstotliwości, w dn. 15, 16 i 17 marca. Czy jest właściwe, aby urzędowa instancja korzystała z usług radiostacji, która wyłamuje się z przepisów prawa, która to instancja ma za zadanie pilnować, jest, delikatnie się wyrażając, wątpliwe. Kolumna częstotliwości podaje dane ścisłe, do których radiostacje obowiązane są stosować się z odchyleniem nie większym niż $\pm$ 10 c/s. 3. Kolumna długości fal nie jest międzynarodowo obowiązująca, ani też nie jest podawana w oficjalnych rejestrach. Jednak dla wygody Czytelników obliczyliśmy długości fal ze wzoru

$$\lambda_m = \frac{300000}{\text{f kc s}}$$

z zaokrągleniem do trzech a najwyżej do czterech znaków. 4. w kolumnie „stacje" podaliśmy nazwy miast, z tym, że tam, gdzie na jednej fali pracuje (w jednym kraju) kilka a czasem nawet kilkanaście radiostacji, podawaliśmy przeważnie tylko jedną, najsilniejszą, dopisując „etc.", na co należy zwrócić uwagę, gdyż odbiór stacji synchronizowanych będzie inny niż stacji wyłącznie pracujących na danej fali. 5. W tej kolumnie podany jest kraj, w którym radiostacja pracuje. W kolumnach 6 i 7 podaliśmy dawną pozycję tej samej radiostacji, tam, gdzie to było możliwe, przy czym znowu częstotliwości są dokładne, a długości fal obliczone z zaokrągleniem.

W następnym numerze podamy rozmieszczenie stacji na skali odbiornika, w porównaniu ze stanem z przed 15. marca 1950.

Fale długie (2000 do 1035 m, 150 do 285 kc s)

Moc KW	Częstotliwość kc/s	Fala m	Stacja	Kraj	Poprzednia: Fala m	Poprzednia: Częstotliwość kc/s
150	155	1935	Brasow	Rumunia	1875	160
10			Tromso	Norwegia	1031	291
450	164	1829	Allouis	Francja	—	—
500	173	1734	Moskwa I	ZSRR	1724	174
100	182	1648	Reykjawik	Islandia	1107	271
10			Lulea	Szwecja	765	392
120			Ankara	Turcja	1648	182
200	191	1571	Motala	Szwecja	1389	216
400	200	1500	Droitwich I	W. Brytania	1500	200
150	209	1435	Kijów	ZSRR	1210	248
200	218	1376	Oslo	Norwegia	1154	260
200	227	1322	**Warszawa (Centr.)**	Polska	1339	224
100	236	1271	Leningrad	ZSSR	1442	208
150	245	1224	Kalundborg	Dania	1250	240
200	254	1181	Lahti	Finlandia	1875	160
150	263	1141	Moskwa II	ZSRR	1293	232
200	272	1103		Czechosłowacja	—	—
100	281	1068	Mińsk	ZSRR	1115	269

Fale średnie (571 do 187 m, 525 do 1605 kc/s)

Moc	Częstotliwość	Fala	Stacja	Kraj	Poprzednia	
					Fala	Częstotliwość
KW	kc/s	m			m	kc/s
150	529	567	Beromünster	Szwajcaria	540	556
135	539	557	Budapeszt	Węgry	550	546
20	548	547	Uchta	ZSRR	251	1195
100			Simferopol	ZSRR	349	859
20	557	539	Kair II	Egipt	222	1348
100			Helsinki	Finlandia	211	1410
50			Monte Ceneri	Szwajcaria	257	1167
100	566	530	Athlone	Irlandia	531	565
10			Palermo	Włochy	531	565
5			Catania	Włochy	272	1104
100	575	522	Ryga	ZSRR	515	583
120	584	514	Wiedeń I	Austria	507	592
60	593	506	Sofia	Bułgaria	391	767
150			Sundvall	Szwecja	499	601
150	602	498	Lyon	Francja	335	895
100	611	491	Petrozawodsk	ZSRR	463	648
5			Eidar	Islandia	488	615
120			Rabat	Maroko	499	601
60			Serajewo	Jugosławia	498	603
150	620	484	Bruksela	Belgia	484	620
50			Moalatya	Turcja		—
100			Vigra	Norwegia	477	629
120	629	477	Tunis II	Tunis	365	823
150	638	470	Praha I	Czechosłowacja	470	638
150	647	464	Droitwich	W. Brytania	515	583
100			Charków	ZSRR	779	385
80	656	457	Bolzano, Florencja, Neapol, Turyn	Włochy	560	536
150			Murmańsk	ZSRR	463	648
100	665	451	Wilno	ZSRR	560	536
100	674	445	Marsylia	Francja	401	749
10			Bodo	Norwegia	1186	253
100			Rostów	ZSRR	540	556
150	683	439	Belgrad	Jugosławia	437	686
10	692	434	Nicosia	Cypr		—
150			Moorside Edge	W. Brytania	449	668
120	701	428	Rabat	Maroko	346	868
20			Finnmark	Norwegia	865	347
100			Banska-Bystrzyca	Czechosłowacja		—
150	710	423	Limoges	Francja	463	648
150			Stalino	ZSRR	387	776
120	719	417	Lizbona	Portugalia	477	629
50			Damaszek	Syria	507	592
100	728	412	Ateny	Grecja	499	601
50	737	407	Sewilla	Hiszpania	410	731
1			Akureyri	Islandia		—
20			Jerozolima	Izrael	443	677
50			**Gliwice**	Polska	244	1231
120	746	402	Hilwersum	Holandia	301	995
20	755	397	Kuopio	Finlandia	569	527
50			Norte	Portugalia	416	722
50			Timissara	Rumunia	310	968
150	764	393	Sottens	Szwajcaria	443	677
50	773	388	Kair	Egipt	484	620
150			Sztokholm	Szwecja	426	704
100	782	384	Kijów	ZSRR	1500	200
70				Niemiec. Rep. Dem.	416	722
150	791	379	Rennes	Francja	289	1040
50			Saloniki	Grecja	373	804
100	800	375	Leningrad	ZSRR	289	1040
100	809	371	Burghead etc.	W. Brytania	391	767
			Skopje	Jugosławia	242	1240
100	818	367	**Warszawa I**	Polska	396	758
100	827	363	Sofia	Bułgaria	353	850
150	836	359	Nancy	Francja	313	959
20			Bejrut	Liban	411	730

Moc	Częstotliwość	Fala	Stacja	Kraj	Poprzednia	
					Fala	Częstotliwość
KW	kc/s	m			m	kc/s
150	845	355	Rzym	Włochy	421	713
150	854	351	Bukareszt	Rumunia	365	823
150	863	348	Paryż	Francja	432	695
150	872	344	Moskwa	ZSRR	361	832
150	881	341	Washford etc.	W. Brytania	373	804
			Cetynia	Jugosławia	218	1377
100	890	337	Alger	Alger	319	941
20			Bergen etc.	Norwegia	1154	260
20			Dniepropietrowsk	ZSRR	329	913
150	899	334	Mediolan	Włochy	369	814
150	908	330	Londyn	W. Brytania	342	877
135	917	327	Lublana	Jugosławia	569	527
150	926	324	Bruksela	Belgia	322	932
100	935	321	Lwów	ZSRR	377	795
100	944	318	Tuluza	Francja	329	913
20			Woroneż	ZSRR	843	356
150	953	315	Morawa	Czechosłowacja	325	922
100	962	312	Turku	Finlandia	335	895
120			Tunis	Tunis		—
50	971	309	Hamburg	Niemcy Zach.	332	904
20			Kalinin oraz Smoleńsk	ZSRR	269	1113
50			Izmir	Turcja	426	704
100	980	306	Alger	Alger	269	1113
150			Göteborg	Szwecja	319	941
70	989	303	Monachium	Niemcy Zach.	405	740
10			Rovaniemi	Finlandia	–	—
20			Bejrut	Liban	411	730
100	998	301	Kiszyniów	ZSRR	531	565
120	1007	298	Hilversum	Holandia	416	722
20			Aleppo	Syria	426	704
150	1016	295	Istanbul	Turcja	396	758
100	1025	293	Graz	Austria	339	886
20			Jerozolima	Izrael	523	574
100	1034	289	Talin	ZSRR	410	731
10			Turyn	Włochy	221	1357
40			Lizbona	Portugalia	281	1068
70	1043	286	Berlin	Niemiec. Rep. Dem.	357	841
5			Kalamata	Grecja		—
20			Agadir, Marakesz etc.	Maroko	299	1004
50	1052	284	Tripolis	Libia		
10			Jassy etc.	Rumunia	238	1258
150			Start Point etc.	W. Brytania	307	977
60	1061	282	Wschodnia Dania	Dania	555	541
10			Cagliari	Włochy	560	536
15			Lizbona	Portugalia		—
100	1070	280	Paryż	Francja	387	776
20			Krasnodar	ZSRR	286	1050
50	1079	278	**Wrocław**	Polska	316	950
10	1088	276	Korcza	Albania	240	1250
150			Droitwich etc.	W. Brytania	296	1013
150	1097	273	Bratisława etc.	Czechosłowacja	299	1001
100	1106	271	Mohylew	ZSRR	345	870
50	1115	269	Bari, Bolonia etc.	Włochy	283	1059
5			norweska sieć synchr.	Norwegia		—
20	1124	267	Bruksela	Belgia	233	1285
5			Warna	Bułgaria	235	1276
20			Wyborg	ZSRR	401	749
135	1133	265	Zagrzeb	Jugosławia	477	629
40	1142	263	Oran etc.	Alger	211	1420
20			Kaliningrad	ZSRR	332	904
20	1151	261	Cluj etc.	Rumunia		—
100			Stagshaw etc.	W. Brytania	286	1050
150	1160	259	Strassburg	Francja	349	859
150	1169	257	Odesa	ZSRR	310	968
100	1178	255	Hörby	Szwecja	265	1131
135	1187	253	Budapeszt	Węgry	289	1040
70	1196	251		Niemcy Zach.	291	1031
15			Kerkyra	Grecja		—
20			Agadir etc.	Maroko		—

Moc KW	Częstotliwość kc/s	Fala m	Stacja	Kraj	Poprzednia Fala m	 Częstotliwość kc/s
100	1205	249	Bordeaux	Francja	278	1077
5			Haifa	Izrael		—
10			**Poznań**	Polska	346	868
2	1214	247	Atlantico	Portugalia - Azory		—
50			Moorside Edge etc	W. Brytania	261	1149
70				Niemcy Zach.	274	1095
20			Kursk	ZSRR		—
20	1223	245	Stara Zagora	Bułgaria	214	1402
20			Barcelona	Hiszpania	377	795
100			Falun	Szwecja	277	1086
100	1232	244	Budziejowice etc.	Czechosłowacja	220	1366
50	1241	242	Vaasa	Finlandia	197	1522
20			Grenoble etc.	Francja	224	1339
20			Tyraspol	ZSRR	281	1068
5	1250	240	Niski Egipt	Egipt		
20			Nyiregyhara etc.	Węgry		—
50			Athlone	Irlandia		—
100	1259	238	**Szczecin**	Polska	230	1303
135	1268	236	Belgrad	Jugosławia	277	1066
150	1277	234	Lille	Francja	247	1213
20	1286	232	Radio Catolica	Portugalia		-
100			Koszyce	Czechosłowacja	206	1456
40	1304	230	Oran etc.	Alger	235	1276
50			**Gdańsk**	Polska	1078	278,3
100	1313	229	Stavanger	Norwegia	353	850
100	1322	227	Ungorod	ZSRR	253	1185
50	1331	225	Rzym	Włochy	238	1258
5	1340	224	Aleksandria	Egipt	267	1122
5			Budapeszt etc.	Węgry		—
150			Stagshaw	W. Brytania	267	1122
50	1349	222	Marsylia etc	Francja	224	1339
20			Madona etc.	ZSRR	238	1258
100	1358	221	Tirana	Albania	203	1474
24	1367	219	**Toruń**	Polska	304	986
25			Caltanisetta	Włochy		—
5			Thorshavn	Wyspy Faroe		—
5			Oporto	Portugalia	212	1411
150	1376	218	Strassburg	Francja	215	1393
100	1385	217	Madryt	Hiszpania	294	1022
150			Kowno	ZSRR	1961	153
15	1394	215	Graz etc.	Austria	234	1285
5			Rodos	Grecja		–
20			szwedzka sieć synchr.	Szwecja	229	1312
20	1403	214	Baranowicze	ZSRR		–
20			Bayonne etc.	Francja		–
25				Niemcy Zach.		–
5			Komotini	Grecja		–
60	1412	212	Banialuka etc.	Jugosławia		–
20	1421	211	Sarrebrück	Saara	237	1267
5			Sfax	Tunis	316	951
5			Czernichów	ZSRR	296	1013
5	1430	210	Zirokastro	Albania	360	833
70			Kopenhaga etc.	Dania		–
50			Madryt		396	758
150	1439	208	Luksemburg	Luksemburg	1293	232
50	1448	207	Mediolan etc.	Włochy	221	1357
5			portugalska sieć synchr.	Portugalia		—
20			szwedzka sieć synchr.	Szwecja	214	1402
20	1457	206	Krajowa	Rumunia		–
60			Bartley etc.	W. Brytania	217	1384
120	1466	205	Monte-Carlo	Monako	410	731
2			norweska sieć synchr.	Norwegia		–
30	1475	203	Wiedeń etc.	Austria	229	1312
	1484	202	międzynarodowa częst.	29 krajów		–
			Łódź	Polska	224	1339
20	1493	201	Homel	ZSRR	312	959
60			francuska sieć synchr.			–
50	1502	200	Saragossa	Hiszpania	348	863

Moc	Częstotliwość	Fala	Stacja	Kraj	Poprzednia	
					Fala	Częstotliwość
KW	kc/s	m			m	kc/s
50	1502	200	**Kraków**	Polska	294	1022
10			**Warszawa II**		346	868
20	1511	199	Bruksela	Belgia		—
5			Chania	Grecja	259	1158
30	1520	197	Ostrawa etc.	Czechosłowacja	310	968
20			Coruna	Hiszpania	227	1325
100	1529	196	Watykan	Włochy		—
1			Funchal	Madera — Port.		—
20			szwedzka sieć synchr.	Szwecja	363	827
70	1538	195		Niemcy Zach.		—
5			hiszpańska sieć synchr.	Hiszpania	204	1474
20	1546	194	brytyjska sieć synchr.	W. Brytania		—
5			Winnica	ZSRR	240	1249
70	1554	193	Monachium	Niemcy Zach.		—
20			Turi	ZSRR		—
75			Nicea	Francja	194	1547
5	1562	192	portugalska sieć synchr.	Portugalia	214	1402
20			szwedzka sieć synchr.	Szwecja	218	1375
5			szwajcarska sieć synchr.	Szwajcaria	382	785
70	1570	191		Niemiecka Rep. Dem.	201	1492
5			hiszpańska sieć synchr.	Hiszpania		—
5			Sfax	Tunis		—
10	1578	190	włoska sieć synchr.	Włochy	235	1276
10			Friedrikstad	Norwegia	226	1330
70	1586	189		Niemcy Zach.	200	1500
5			hiszpańska sieć synchr.	Hiszpania		—
	1594	188	międzynarodowa częst.	22 państwa	251	1195
70	1602	187	Frankfurt	Niemcy Zach.	221	1357
2			norweska sieć synchr.	Norwegia		—
5			portugalska sieć synchr.	Portugalia		

Naprawa i strojenie odbiorników (V)

Tętnienia sieciowe

Odbiorniki są w przeważnej większości, zasilane z sieci i to prądu zmiennego 50c/s. Nic więc dziwnego, że ta częstotliwość źródła zasilania oraz jej harmoniczne, tj. częstotliwości 100, 150 200, 250 i tak dalej c/s, ujawniają się w głośniku, przedostając się tam różnymi drogami.

Zacznijmy od zasilania żarzenia lamp. Nowoczesne lampy o żarzeniu pośrednim i spiralnym oraz wybalansowanym włóknie żarzenia nie dają efektów buczenia, lub bardzo niewiele. Najczulszym punktem odbiornika, jeżeli chodzi o wpływ prądów żarzenia na układ i wywoływanie w nim buczenia sieciowego, jest stopień detekcji. Aby bowiem szum sieciowy mógł się odcisnąć na odbiorczym sygnale, muszą oba sygnały, tj. właściwy sygnał odbierany oraz szum, znaleźć się w obwodzie elementu nieliniowego, a takim jest przede wszystkim właśnie dioda detekcyjna. Z tego powodu w odbiornikach uniwersalnych, gdzie włókna żarzenia są połączone szeregowo, kolejność połączeń jest taka, jaka daje najmniejszy szum sieciowy. Od strony masy pierwsze jest zawsze włókno żarzenia lampy detekcyjnej, potem idą lampy o zmiennym nachyleniu, w kolejności przeważnie takiej jak idą w układzie, a więc przemiana częstotliwości, wzmocnienie pośredniej częstotliwości, potem dopiero lampa niskiej częstotliwości, dalej głośnikowa a na końcu te lampy, gdzie szum jest obojętny, nie może bowiem przedostać się do układu, a więc do głośnika. Tymi lampami są oczywiście: oko magiczne, prostownicza, bareterurdox, no i wreszcie żaróweczki oświetleniowe. W kolejności załączenia poszczególnych włókien żarzenia mogą zachodzić pewne warianty, ale lampa detekcyjna, z diodami, zawsze jest pierwsza od masy, wtedy bowiem napięcie między włóknem a katodą jest najmniejsze.

W odbiornikach z transformatorami, gdzie włókna żarzenia są połączone równolegle, sprawa napięcia między katodą a włóknem nie wchodzi w rachubę. Choć niektóre jeszcze układy mają włączony do masy środek uzwojenia żarzenia transformatora, wystarczy jednak w zupełności, gdy do masy dołączy się jeden z końców uzwojenia, jak to przeważnie widzimy w nowoczesnych odbiornikach.

Dużą rolę w nieprzedostawaniu się szumu sieciowego ze strony żarzenia odgrywa izolacja na gorąco. W układach uniwersalnych sprawa ta ma znaczenie podstawowe i wymaga zwrócenia bacznej uwagi przy badaniu na szum.

W układach starszych typów lampa głośnikowa jest często żarzona bezpośrednio. Widzimy tam np. RES 164, RES 964, AL 1, B 443, C 443 itp. Lampy te wymagają specjalnych zabiegów, aby szum sieciowy pochodzący z żarzenia był w dopuszczalnych granicach; do zmniejszenia szumu służy mały potencjomierz o oporności rzędu 100 omów załączony równolegle do włókna żarzenia lampy głośnikowej. Regulując potencjomierz śrubokrętem, przeważnie koło centrum, osiąga się minimum buczenia. Nastawienie potencjomierza najłatwiej przychodzi, gdy wyjmie się poprzedzającą lampę.

Jeśli potencjomierz jest uszkodzony, co ujawnia się w nieoddziaływaniu na buczenie, należy przede wszystkim zbadać go. Można zrobić to jeszcze przed odlutowaniem w ten sposób, że dotykamy żaróweczkę 4-woltową pomiędzy suwakiem potencjomierza a obu jego końcami kolejno. Poruszając osią śrubokręta żaróweczka będzie się stopniowo i łagodnie rozżarzać. Jeśli potencjomierz jest uszkodzony (przerwany) z jednej strony, to regulacji żarzenia nie będzie, lub będzie ostra nie stopniowa.

Uszkodzony potencjomierz zastąpimy nowym, zaś w razie jego braku — dwoma oporami o wartości od 20 do 100 omów. Końce tych oporów dołączamy do gniazdek żarzenia lampy głośnikowej, pozostałe końce razem do miejsca, gdzie był przylutowany suwak potencjomierza (nie zawsze jest to masa chassis). Końce potencjomierza należy wtedy odciąć. Oczywiście, że opory nie dają możliwości precyzyjnego nastawienia, tak jak regulator obrotowy, lecz stanowią czasem jedyną możliwość naprawy. Jeśli potencjomierz jest przerwany blisko jednego bieguna, dobre rezultaty daje załączenie między tym biegunem a środkiem, oporu o wartości równej połowie całkowitego oporu potencjometra. Regulacja jest wtedy zupełnie możliwa.

Drogą, którą najłatwiej przedostaje się napięcie buczenia do układu, jest zasilanie napięcia anodowego. O ile żarzenie może iść z surowego prądu zmiennego, to tutaj prąd 50-okresowy musi zostać wyprostowany na jednokierunkowy tętniący, a potem odfiltrowany tak, aby tylko nieszkodliwe resztki tętnień mogły dostać się do układu. Prostowanie bywa albo dwukierunkowe (przy użyciu transformatora sieciowego) albo jednokierunkowe (bez transformatora, w odbiornikach uniwersalnych). Główną składową tętnień prostowania dwukierunkowego jest podwójna częstotliwość sieci, a mianowicie 100 c/s, zaś przy prostowaniu jednokierunkowym — 50 c/s. 100 c/s łatwiej odfiltrować za pomocą filtrów LC lub RC, ale jest ona lepiej słyszalna przez ucho ludzkie,

a po za tym w jej pobliżu wypada rezonans głośnika dynamicznego. 50 c/s trudniej odfiltrować, lecz jest ona gorzej słyszalna i głośnik jest na nią mało czuły. Posiadając outputmeter można pomierzyć napięcie tętnienia, przynajmniej na pierwszym kondensatorze filtru i przekonać się czy punkt ten jest w porządku. W tym celu pomocne są notatki z pomiarów na zbadanych odbiornikach o niskim szumie sieciowym oraz następujące wzory przybliżone, orientacyjne:

Prostowanie jednokierunkowe
napięcie tętnień na pierwszym kondensatorze

$$4 \frac{ImA}{C\mu F}$$

Prostowanie dwukierunkowe
napięcie tętnień na pierwszym kondensatorze

$$1{,}5 \frac{ImA}{C\mu F}$$

We wzorach tych wchodzi całkowity prąd pobrany przez układ ze źródła napięcia anodowego oraz pojemność pierwszego kondensatora w μF. Napięcie wyrażone jest w wartościach skutecznych, tj. takich, na które są wyskalowane woltomierze.

Tętnienia na pierwszym kondensatorze są bardzo ważne dla siły buczenia sieciowego całego układu. Często bowiem głośnik ma wzbudzenie zwojnicą, przez którą przechodzi cały pobrany prąd. Jeśli wtedy tętnienia na pierwszym kondensatorze są wysokie, to całe prawie napięcie tętnień odłoży się na zwojnicy wzbudzenia i wtedy głośnik będzie te tętnienia oddawał. Czy tętnienia nie pochodzą ze wzbudzenia można łatwo sprawdzić zwierając pierwotne uzwojenie transfomatora głośnikowego. Jeśli tętnienia pozostają w niezmienionej sile i charakterze, lub zmieniają się niewiele, podejrzenie pada na wzbudzenie, a potem z kolei na pierwszy elektrolit. Jeśli ten elektrolit jest słaby, wyschnięty, również i napięcie anodowe się obniża. O sprawach tych pisaliśmy już w cz. II. Jako próbę podłączamy do pierwszego elektrolitu nowy, wypróbowany elektrolit o tej samej pojemności i w razie sukcesu wymieniamy stary na nowy.

Przy głośnikach z obcym wzbudzeniem stosuje się przeważnie specjalne uzwojenia, obok wzbudzającego, załączone szeregowo do wtórnego uzwojenia transformatora głośnikowego. Jest to uzwojenie „kompensacyjne", które usuwa znaczną część szumu pochodzącego ze wzbudzenia przez dodanie go w samym głośniku w odwrotnej fazie. Czasem przy manipulacjach z głośnikiem można zmienić końcówki tego uzwojenia kompensacyjnego. Jeśli więc szumy ze wzbudzenia nie dadzą się usunąć przez zmianę elektrolitu, trzeba zwrócić uwagę na ten punkt i ewent. dokonać próby odwrócenia uzwojenia przeciw-szumowego.

Przy głośnikach ze stałym magnesem, napięcie anodowe dla anody lampy głośnikowej pobiera się wprost z pierwszego elektrolitu. Anoda ta pobiera sama około dwa razy więcej prądu niż cały pozostały układ. W tych wypadkach tętnienia na anodzie lampy prostowniczej decydują o szumie w aparacie. Stosuje się więc tutaj elektrolity o dużej pojemności, 32 a nawet 50 μF. Przy okazji zaznaczę, że z napięcia tętnień na pierwszym kondensatorze (rzędu kilku woltów) tylko około jednej ósmej odkłada się na transformatorze głośnikowym, reszta zaś gubi się bez wpływu na anodzie lampy głośnikowej. Napięcie tętnień zmierzone na końcówkach pierwotnego uzwojenia transformatora sieciowego nie powinno przekraczać 1 wolta. Ujemne sprzężenie zwrotne, które jak wiadomo obniża oporność wewnętrzną lampy z korzyścią dla reprodukcji głośnikowej, pod względem szumu działa w tym wypadku niekorzystnie.

Lampa głośnikowa jest najmniej czułym punktem odbiornika, jeśli chodzi o szumy sieciowe. Poprzednie stopnie, a zwłaszcza lampa wzmacniająca małej częstotliwości, musi mieć napięcie anodowe lepiej odfiltrowane za pomocą filtru, najczęściej RC. Jeśli więc poprzednie próby zawiodą, zarówno co do pierwszego jak i drugiego elektrolitu, wtedy trzeba spróbować dodania pojemności do kondensatorów odprzęgających i w ten sposób wykryć, który z nich stracił pojemność.

Na oddziaływanie pola sieciowego wrażliwa jest przede wszystkim siatka lampy wzmacniającej niskiej częstotliwości. Musi ona być dobrze ekranowana i na wierzchu znajdować się osłonna kapa. Ekranowanie to należy skontrolować czy nie straciło kontaktu z masą. Również metalizacja lampy odgrywa tu rolę, choć powinna ona być zbadana i ewent. poprawiona przed uruchomieniem aparatu.

Na te uszkodzenia jeszcze bardziej nawet niż lampa wzmacniająca jest wrażliwy pracujący na tym samym miejscu detektor siatkowy. Detektor działający na zakrzywieniu charakterystyki jest szczególnie podatny na szumy, a ponieważ nadaje się on do pracy z wielką częstotliwością, więc jest specjalnie czuły na wszelkiego rodzaju zaburzenia, na wszystkich niemal częstotliwościach. Wymaga więc specjalnej pieczy, w postaci ekranowania lampy, wyprowadzenia siatki i elementów wchodzących do obwodu siatki, a więc kondensatora i oporu upływowego. W razie stwierdzenia, że buczenie pochodzi z tego miejsca, co łatwo sprawdzić przez zwarcie siatki z masą, na te elementy należy zwrócić przede wszystkim uwagę.

Jak wrażliwy na szumy jest audion (detektor siatkowy) dowodzi następujący fakt, kilka-

krotnie już zaobserwowany: lampa AF7 pracująca jako pierwsza w obwodzie dawała szumy, objawiające się chwilami, nie ciągle. Wypróbowana we wzmacniaczu żadnych takich szumów nie dawała. Szumy usunięto w ten sposób, że doknięto czubka kontaktowego lampy kilka razy kolbą i końcem kolby „pogrzebano“ w tym wyprowadzeniu. Widocznie kontakt pomiędzy drucikiem wyprowadzającym a kapką nie był idealny i to wystarczyło w wypadku użycia lampy jako audionu. Podobnych zdarzeń było kilka, ale nie zawsze zdołano charakterystyczny nie stały szum usunąć przez użycie kolby.

Powodem buczenia może być kondensator sprzęgający anoda-siatka. Sposoby próbowania tego kondensatora podaliśmy w cz. II.

Omówimy teraz bardzo częsty wypadek szumu sieciowego, który jednak nie jest słyszalny stale lecz pojawia się dopiero wraz z bardzo silnymi stacjami, praktycznie biorąc ze stacją miejscową. Jest to tak zwane buczenie strojone. Podamy przyczynę tego zjawiska i sposoby usuwania. Otóż wiemy wszyscy, że przewody oświetleniowe mogą służyć jako antena (tzw. swietlna). Dowód więc jasny, że w przewodach sieciowych płyną prądy wielkiej częstotliwości, najsilniej oczywiście pochodzące ze stacji miejscowej. Gdy prądy te dostaną się do lampy prostowniczej, nastąpi mieszanie częstotliwości na nieliniowym elemencie, jakim jest lampa prostownicza (mieszacze diodowe są stosowane na falach ultra-krótkich) a mianowicie zmiesza się częstotliwość wielka stacji lokalnej z częstotliwością sieci 50 c/s, względnie 100c/s przy prostowaniu dwukierunkowym. Wielka częstotliwość zmodulowana w ten sposób częstotliwościami sieciowymi przedostanie się przez przewody sieciowe do anteny, lub innymi drogami do obwodów wejściowych układu i objawi się w postaci buczenia, obecnego wtedy tylko, gdy nastawiamy aparat na stację miejscową.

Sposób usunięcia tego szumu jest bardzo prosty. Blokuje się przewody sieciowe kondensatorem 5000 — 50000 pF, bardzo dobrej jakości i wysokiego napięcia próby (np. 2000 wolt) i to przeważnie pomaga radykalnie. Do tego samego zresztą celu służą kondensatory blokujące anody lampy prostowniczej do środka transformatora sieciowego, lub też anody do katod tejże lampy. W pierwszym wypadku zwiera się źródło napięcia prostowanego dla prądów wielkiej częstotliwości, w drugim — lampę prostowniczą, zaś rezultat ten sam: miksowanie nie następuje i szum strojony zostaje zlikwidowany.

Jest jeszcze inny rodzaj buczenia strojonego, takie mianowicie, które się pojawia z każdą stacją zwłaszcza silniejszą i na falach krótkich. Winę ponosi tu niedostateczne wyfiltrowanie prądu anodowego w lampach o zmiennym nachyleniu, szczególnie pierwszej lampy miksującej. Zjawisko to jest znacznie słabsze od poprzednio opisanego i wymaga uwagi przy badaniu aparatu. Usunięcie jego następuje przeważnie z polepszeniem filtrowania prądu anodowego pierwszych stopni przez skontrolowanie filtra istniejącego, a nawet ewentualnie dodanie jednego członu RC. Opór 1 do 2 KΩ oraz kondensator 0,25 do 0,5 μF przeważnie wystarcza.

Tętnienia sieciowe najbardziej pojawiają się na skutek uszkodzeń w układach dostarczających ujemnego przednapięcia siatek. Należy jednak skontrolować filtry RC, jeśli ujemne napięcia są pobierane z wspólnego oporu w ogólnym minusie (patrz cz. II rys. 3 — elektrolit 10 μF) elektrolity katodowe, które często wysychają.

Tętnienia sieciowe rzadziej pojawiają się naskutek uszkodzeń w układach dostarczających ujemnego przednapięcia siatek. Należy jednak skontrolować filtry RC, jeśli ujemne napięcia są pobierane z wspólnego oporu w ogólnym minusie (patrz Cz. II Rys. 3 — elektrolit 10 μF) oraz elektrolity katodowe, które często wysychają.

Przy użyciu adaptera gramofonowego przybywają nowe źródła buczenia. Są nimi — sam adapter oraz przewody doprowadzające. Adapter chwyta szum tylko przy kiepskim, iskrzącym oraz nie uziemionym motorze i obudowaniu. Również izolacja motoru od obudowy może odgrywać pewną rolę. Przewody doprowadzające powinny być doskonale i na całej długości zaekranowane, ekran najlepiej izolowany na wierzchu, aby nie robił przypadkowych kontaktów, oraz dołączony do masy chassis. Dołączenie to powinno być bezpośrednie, jeśli aparat jest na prąd zmienny z chassis uziemionym, bądź też poprzez kondensator 5 — 10 000 pF, jeśli odbiornik jest uniwersalny i należy zachować niezbędne środki ostrożności.

Sprawy buczenia sieciowego zakończymy wzmianką o zwróceniu uwagi czy sam transformator nie brzęczy pod obciążeniem. Brzęczenie to słychać oczywiście nie przez głośnik, lecz bezpośrednio, choć wrażenie może być właśnie, że głośnik je przekazuje, ponieważ dźwięk przenosi się przez otwór głośnika.

Charakterystycznym objawem tego zjawiska jest to, że pojawia się ono w chwili samej włączenia aparatu, nie odczekując rozgrzania lamp. Jeśli jest ono dość dotkliwe, należy postarać się mocniej ścisnąć śrubami blaszki transformatora. Czasem to już pomoże, niekiedy jednak brzęczą nie blaszki lecz uzwojenia, niedostatecznie ściśle i zwarte. Wtedy jedyną radą jest tylko przewinięcie transfomatora. Z tym defektem autor spotkał się kilkakrotnie w nowych typach odbiorników f-my Blaupunkt.

Szum.

Wprawne ucho serwisowca natychmiast odróżni tętnienia sieciowe lub jak kilkakrotnie

nazwaliśmy buczenie sieciowe od szumu. Szum jest również jednym z objawów, co do których musimy raczej polegać na naszym słuchu niż na przyrządach pomiarowych. Ponieważ na to, co nazywamy szumem, ucho jest bardziej czułe (szerszy zakres przekazywanych częstotliwości) niż na stosunkowo nisko-okresowe tętnienia, więc już niewielkie napięcie na pierwotnym uzwojeniu transformatora sieciowego da się doskonale słyszeć, zaś normalne woltomierze nie wykazują napięć zmiennych poniżej około 0,5 wolta. Poza tym szum zjawia się czasem dopiero z odbieraną stacją i wtedy tylko słuch może rozróżnić między audycją a szumem.

Przy badaniu aparatu na szum należy dokładnie zaobserwować czy nie przychodzi on czasem z anteny. Należy posłuchać jak zachowuje się aparat z anteną, bez niej oraz przy zwarciu gniazdka anteny z gniazdkiem uziemienia. Przy tych próbach należy również obserwować zmiany w szumie na różnych zakresach fal. Miarodajny będzie oczywiście szum przy nastawieniu regulacji na pełną siłę oraz kontroli tonu na ton „jasny".

Musimy tutaj od razu zaznaczyć, że szum jako taki, podobnie zresztą jak i tętnienia, nie jest ważny. Istotne jest to, co nazywamy „stosunkiem sygnału do szumu". Szum powinien, jeślibyśmy go zmierzyli, wynosić około jednego procenta użytkowanego sygnału. Oczywiście, ponieważ sygnał jest zmienny, mamy tu bowiem do czynienia z mową i muzyką, poza tym siła odbieranych stacji jest różna, nie mamy praktycznie innego sposobu jak ocena na słuch, według naszego doświadczenia. Przy pewnej wprawie nie trudno będzie ocenić jakość aparatu pod tym względem oraz to, czy zachodzi konieczność interwencji czy też nie.

Szum stały, nie zmieniający się z wyjęciem anteny oraz przerzucaniem zakresów, pochodzi często od lamp, zwłaszcza wstępnej małej częstotliwości. Próba usunięcia odbywa się łatwo przez jej wymianę na lampę wzorcową, wypróbowaną. Jeśli to nie da rezultatu, wskazane jest zwierać siatki, zaczynając od lampy głośnikowej aż do początku, obserwując kiedy szum się pojawia a kiedy znika i stąd można wykryć miejsce jego powstawania oraz ustalić przyczynę. Winne są tu często zestarzałe opory, kondensatory oraz elektrolity katodowe, choć i elektrolity wysokiego napięcia, a zwłaszcza drugi, wymagają inspekcji.

Istnieje również dokuczliwy rodzaj szumów, których nie słychać w przerwach pomiędzy poszczególnymi stacjami, lecz pojawiają się wraz z jedną stacją po drugiej, z wyjątkiem kilku najgłośniejszych oraz oczywiście z lokalną. Zasadniczo odbiornik powinien szumieć najwięcej, gdy nie ma sygnału, ponieważ wtedy automatyka nastawia układ na największą czułość i wzmocnienie. Praktyka jednak wykazuje, że pojawienie się fali nośnej odbieranej stacji powoduje powstanie szumu o specjalnym, znanym zresztą doskonale, charakterze. Żadne podręczniki z dziedziny odbiorników ani artykuły nie wspominają o tym zjawisku i autor nie czuje się w możności tego wyjaśnić. Licząc się jednak z faktami podamy, że środkiem na usunięcie, a właściwie unieszkodliwienie, tego „szumu strojonego" jest przede wszystkim zmiana lampy, zwłaszcza miksującej oraz inspekcja automatyki, jej oporów, kondensatorów blokujących diody oraz przednapięć. Najczęściej jednak szum strojony wiąże się z małą czułością odbiornika. Gdy aparat zostanie doprowadzony do pełnej czułości, np. przez dokładne wystrojenie, stacje będą pokrywać szum, tak że stanie się on nie dokuczliwy, normalny. W miarę bowiem dostrajania układu, stacje przychodzą coraz silniej i wyraźniej, podczas gdy sam szum pozostaje raczej bez zmian. Stosunek sygnału do szumu tym samym poprawia się. Pewną rolę odgrywa tutaj to, że gdy stacje przychodzą silnie, cofamy potencjometr siły głosu zmniejszając tym samym szum w głośniku, zaś odbiór jest wystarczająco głośny. Jeśli aparat jest mało czuły, stacje przychodzą słabo, usiłujemy wyciągnąć je nastawiając potencjometr na pełny.

Trzeszczenie, trzaski.

Trzeszczenie jakie objawia się w aparacie pochodzi najczęściej z zewnątrz i przedostaje się do układu różnymi drogami. Dobrą próbą jest znowu wyjęcie anteny, potem spięcie gniazdek antenowego i uziemienia. Nie zawsze jednak jest to próba radykalna, czasem bowiem trzaski, np. pochodzenia sieciowego, chwyta przewód siatki pierwszej lampy. Można więc zewrzeć jeszcze, dla przekonania się, tę siatkę wprost do masy krótkim przewodem.

Jeśli nabierzemy pewności, że trzaski powstają w aparacie, zabieramy się do kilku kolejnych czynności, z których wywnioskujemy o środkach zaradczych. Przede wszystkim zwieramy siatki kolejno od końca, tak aby wyodrębnić miejsce powstawania trzasków. Potem zaczynamy obstukiwać podejrzane miejsca, a więc lampy, podstawki ich, poszczególne części składowe aparatu, opory, kondensatory, kubki, cewki, przełącznik falowy, kondensator obrotowy, elektrolity, potencjometr itd. itd. W ten sposób dochodzimy, po krótszym lub czasem niestety, dość długim czasie, do przyczyny trzeszczenia. Najczęściej jest to kiepski kontakt, „zimne", czyli niepewne lutowanie zanieczyszczenie, nie stała metalizacja, lub defekty wewnątrz lampy. Sposoby czyszczenia kontaktów podaliśmy w Cz. III. Do obstukiwa-

nia służy autorowi znakomicie ołówek zakończony gumką. Oba końce ołówka służą do tego celu, zależnie od potrzeby. Dodać tutaj należy, że uderzenia w chassis czy kubki lub tp. przenoszą się po metalu chassis i wywołują efekty w dość odległych miejscach, utrudniając wykrycie miejsca defektu. Wtedy właśnie pożyteczna jest gumka, której działanie ogranicza się do małej powierzchni i jest bezpieczne dla lamp. Niekiedy jednak konieczne jest dość brutalne uderzenie pięścią w skrzynkę. Solidny odbiornik bez defektów niestałych powinien wytrzymać tę ostrą próbę, zarówno z anteną wyjętą jak i podczas audycji, bez śladu zarówno podczas uderzenia jak i potem.

Trzaski powstające przy ruchu potencjometrów oraz kondensatorów obrotowych zostały opisane, wraz ze sposobami ich usuwania, w Cz. III. Dodajmy tutaj jeszcze, że silne trzaski mogą powstawać ze zwierania płytek rotora z płytkami statora, na krótszej lub dłuższej przestrzeni. Jeśli zwierają zewnętrzne, posegmentowane płytki rotora, to jeszcze pół biedy, można je bowiem z powodzeniem wyrównać, wewnętrzne natomiast blaszki rzadko kiedy dadzą się naprawić przy zachowaniu precyzji, jakiej wymaga się od kondensatora obrotowego superheterodyny. Jeśli źródłem złego są zanieczyszczenia, np. opiłki, można je usunąć, przy zachowaniu dużej ostrożności, najlepiej wydmuchując lub wypalając wysokim napięciem z prostownika, poprzez odpowiedni opór.

Przechodzenie z jednego zakresu fal na drugi z silnym trzeszczeniem również powinno być usunięte. Sposoby na to podawaliśmy w Cz. III, a polegają one na przemywaniu kontaktów „tetrą", czyszczeniu ich oraz doginaniu sprężynek.

Warczenie.

Jeśli audycja, zwłaszcza silniej nastawiona, wychodzi z warczeniem, nieczysto, powodem bywają często złe warunki pracy lampy głośnikowej, np. zwarcie oporu katodowego, przepuszczanie kondensatora sprzęgającego. Sprawdzić to można znanymi już sposobami, które powinniśmy już zresztą zastosować na wstępie każdego badania. Również i lampa wstępna m. cz. powinna ulec inspekcji. Niekiedy winny jest w tym głośnik, co łatwo sprawdzić podstawiając równolegle inny wzorcowy; czasem jako winnego znajdziemy elektrolit, zwłaszcza drugi. Należy również zwrócić uwagę na opory siatkowe, przerwany bowiem upływ siatki, zwłaszcza w części niskiej częstotliwości, powoduje kolejne „zatykanie" i „odtykanie" siatki, związane z silnym warczeniem, przeważnie o bardzo małej liczbie drgań na sekundę.

Motorowanie

Jest to rodzaj warczenia, lecz stałego, niezależnego od jakiegokolwiek nastawienia aparatu. Czasem tylko pojawienie jego związane jest z nastawieniem regulacji siły głosu. Źródłem motorowania jest sprzężenie pomiędzy poszczególnymi stopniami układu, najczęściej w części niskiej częstotliwości, prowadzące do oscylacji. Sprzężenie takie powstaje, gdy źródło wysokiego napięcia ma dużą oporność wewnętrzną, w naszym wypadku, gdy drugi elektrolit jest bliski wyczerpania swej pojemności. Również odprzężenia RC pomiędzy poszczególnymi stopniami mogą być źródłem motorowania. W starszych typach odbiorników zdarzają się układy, gdzie ujemne przednapięcie siatek ostatniego i przedostatniego stopnia pobierane jest z oporu katody ost. stopnia zablokowanego kondensatorem elektrolitycznym. Jeśli ten kondensator straci pojemność, mogą powstać sprzężenia. Ten sam wypadek zachodzi, gdy ujemne przednapięcie pobierane jest ze wspólnego oporu w ogólnym minusie (patrz Cz. II, Rys. 3). Tu przyczyną jest często elektrolit 10 μF blokujący opór odprzęgający 0,2 MΩ (plus elektrolitu na masie!).

Sprzężenia w części niskiej częstotliwości przybierają niekiedy zresztą formę gwizdu, zwłaszcza jeśli przyczyną jest, w tej czy innej formie, kondensator blokujący katody lub siatki.

Jako metodę zbadania przyczyny motorowania lub gwizdu polecić można przede wszystkim wyjęcie, względnie unieszkodliwienie (przez zwarcie siatek), wszystkich lamp, od początku, które nie powodują ustania zjawiska, a więc nie biorą w nim udziału. Następnie przypinamy klipsem do masy nasz kondensator wzorcowy papierowy o pojemności co najmniej 4 μF, zaś drugim końcem uzbrojonym najlepiej w izolowany śrubokręt lub tp. dotykamy kolejno wszystkich podejrzanych punktów. Oczywiście, że rozsądny serwisowiec nie dotyka naładowanym kondensatorem (np. do + 300 wolt) punktów, skąd czerpie swe napięcie np. siatka lampy głośnikowej czy innej. Po każdym więc naładowaniu kondensatora w czasie takich badań, należy go wyładować przez dotknięcie do masy, zanim przyłoży się go do dalszego punktu. W ten sposób można często wykryć, a potem usunąć przyczynę zła. Oczywiście dotykanie kondensatorem samej anody lub siatki lamp, powodujące wraz z zanikiem motorowania ustanie audycji — jest bezprzedmiotowe, choć może czasem pomóc w zlokalizowaniu defektu.

Powody motorowania czy gwizdów mogą być i inne. Rozmaite formy sprzężenia i wynikłych stąd gwizdów mogą być ich przyczy-

ną. Np. kiepskie ekranowanie, nieodpowiednie ułożenie przewodów, luźna metalizacja mogą dać się tu we znaki przez spowodowanie dużych trudności przy usunięciu defektu.

Mikrofonowanie.
(wycie na falach krótkich).

Jest to defekt bardzo rozpowszechniony i trudny do usunięcia. Objawia się on prawie wyłącznie na falach krótkich, powstaje tam mianowicie silne wycie, gdy nastawi się na jakąś silniejszą stację i wzmocni siłę powyżej pewnej granicy. Przyczyna mikrofonowania jest znana: jest to wpływ drgań głośnika na blaszki kondensatora obrotowego. Blaszki te, drgając pod naciskiem wibracji akustycznych modulują w takt tych ostatnich oscylator, zmieniając jego częstotliwość. Niekiedy, choć rzadko, wibruje lampa miksująca, z tym samym skutkiem. Efekt ten przenosi się łatwo przez cały układ aż do głośnika i w taki sposób krąg zostaje zamknięty i wycie się utrzymuje, dopóki nie cofniemy gałki regulacji siły poniżej pewnej granicy, którą technicy mają zwyczaj nazywać „progiem" powstawania oscylacji.

Mikrofonowanie jest, jak wspomnieliśmy, dość powszechnym zjawiskiem nawet w nowych typach odbiorników, świeżo wypuszczonych z fabryk. Dowód to, że usunięcie jego jest niełatwe. Wrogiem jego jest solidny, ciężki kondensator obrotowy, o masywnych płytkach, przymocowany silnie do chassis, również solidnego, jednak doskonale amortyzowany przekładkami gumowymi. Konieczne jest również, aby w podobny sposób był umocowany głośnik do skrzynki, podkładki stosuje się jednak tu filcowe. W tych zaleceniach widać już linię, po której należy pójść jeśli mikrofonowanie jest zbyt silne w naprawianym odbiorniku. Należy więc doregulować (podkreślamy: doregulować a nie ścisnąć z całej siły) śruby trzymające kondensator obrotowy, ewentualnie zmienić podkładki gumowe, które mogły stwardnieć z wiekiem oraz to samo mniej więcej zrobić z głośnikiem. Dobrze także jest spróbować założyć osłonę na kondensator obrotowy, najlepiej z blachy ołowianej.

Jeśli przekonaliśmy się, że mikrofonuje lampa (np. przez trzymanie ją w palcach — wycie ustaje) to i na nią możemy spróbować nałożenia kapy z blachy ołowianej przykrojonej i ułożonej do kształtu bańki.

Właściwe przymocowanie chassis do skrzynki, za pośrednictwem elastycznych, nie stwardniałych z wiekiem, podkładek gumowych, może również oddać usługi w walce z mikrofonowaniem.

Warczenie lub wycie przy nastawianiu reakcji.

Przy regulacji kondensatora reakcyjnego nie sposób uniknąć przekroczenia punktu wzbudzenia drgań. W dobrze pracującym układzie nie powinny na skutek tego powstawać zbyt głośne warczenia lub wycia. Najbardziej prawidłowe jest wtedy powstanie puknięcia, nie więcej, co najwyżej połączonego z nieco zwiększonym szumem. Oczywiście, że mogą pojawić się gwizdy pochodzące z dudnienia pomiędzy falą nośną przychodzącej stacji a częstotliwością drgań odbiornika. Gwizdy te jednak usuniemy po prostu przez dokładne wystrojenie na tzw. zero dudnień, ściśle na falę odbieraną. To jest rzeczą normalną, natomiast silne warczenia powyżej punktu wzbudzenia są defektem, który można i należy usunąć. Źródło warczenia lub wycia leży w tym, że lampa reakcyjna wzbudza się nie tylko na częstotliwości wysokiej, jak należy, lecz również i na niskiej. W starych typach aparatów, gdzie lampą detekcyjną była trioda, transformatorowo sprzężona z następnym stopniem, wzbudzanie na niskiej częstotliwości było ułatwione obecnością indukcyjności transformatora, która wraz z różnymi pojemnościami, jawnymi i ukrytymi, tworzyła obwód LC. Obwód taki jest bardzo skłonny do drgań. W nowocześniejszych odbiornikach lampą detekcyjną jest pentoda o sprzężeniu oporowym i tutaj wzbudzenie układu do drgań na niskiej częstotliwości jest trudniejsze.

Warczenia usuwa się przez odfiltrowanie prądów wielkiej częstotliwości od elementów wzmacniających. Przeważnie wystarczy do tego wstawienie do anody lampy detekcyjnej oporu 10 — 20 KΩ i zablokowanie go po stronie niskiej częstotliwości kondensatorem 100—200 pF. Można ten mały filtr wstawić również w szereg z kondensatorem sprzęgającym anodę lampy detekcyjnej z siatką lampy następnej.

(d. c. n.)

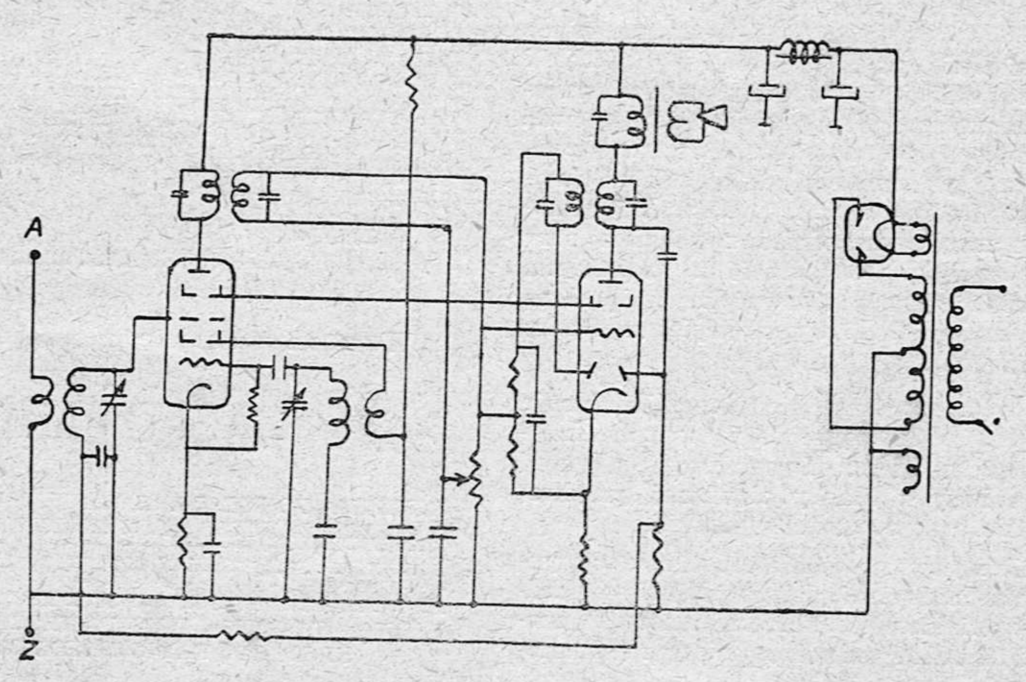
Włoski odbiornik popularny

Podajemy tutaj schemat włoskiego odbiornika „Roma“ jako przykład celowego i taniego rozwiązania. Mimo bowiem skromnego wyposażenia w dwie tylko lampy odbiorcze oraz jedną prostowniczą i niewielkie wymiary skrzynki 30 × 23 × 10 cm, zdołano wyprodukować odbiornik o dość dużej czułości (500—700 mikrowoltów dla pełnego wysterowania), doskonałej selektywności i dzięki głośnikowi dynamicznemu dobrym tonie, ze wzbudzeniem, służącym jednocześnie jako dławik filtru.

Widzimy ze schematu że jest to superheterodyna o sześciu obwodach strojonych lecz o jednym tylko zakresie fal, co się tłumaczy tym, że Włochy nie posiadają nadajnika długofalowego. Upraszcza to niezmiernie konstrukcję i pozwala ograniczyć liczbę gałek do dwóch, a mianowicie siły głosu z wyłącznikiem sieciowym oraz nastrajania. Obwód wejściowy, oscylatora oraz transformator częstotliwości pośredniej (470 kc) w anodzie pierwszej lampy przemiany częstotliwości są najzupełniej konwencjonalne. Oryginalność polega na tym że lampa głośnikowa użyta jest w „refleksie“, raz jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości, drugi raz jako wzmacniacz mocy częstotliwości akustycznej.

Opiszemy krótko przebieg działania układu: napięcia częstotliwości pośredniej z filtra wstęgowego pierwszej lampy dostają się na siatkę drugiej lampy, po czym z anody, wzmocnione, przez drugi filtr wstęgowy działają na lewą diodę, gdzie dokonuje się detekcja. Po separacji niskiej częstotliwości, ze ślizgacza potencjometru dochodzi ta ostatnia znowu do siatki drugiej lampy, aby ostatecznie wydzielić w głośniku moc aż do 1,5 wata, przy 10% zniekształceń. Prawa dioda służy do opóźnionej automatyki, w zwykłym układzie.

Niejeden technik skrzywi się już na samo słowo „refleks“. Układy te są bowiem kapryśne i łatwo dają sprzężenia, oscylacje i zniekształcenia. Produkcja fabryczna wraca do nich jednak od czasu do czasu, można bowiem dzięki nim wykonać aparaty małe i tanie, zarówno w nabyciu jak i w konserwacji, ustępujące tylko niewiele układom o pełnym wyposażeniu lampowym.



Schemat odbiornika

Inż. Tadeusz Bzowski

Telewizja (IX)

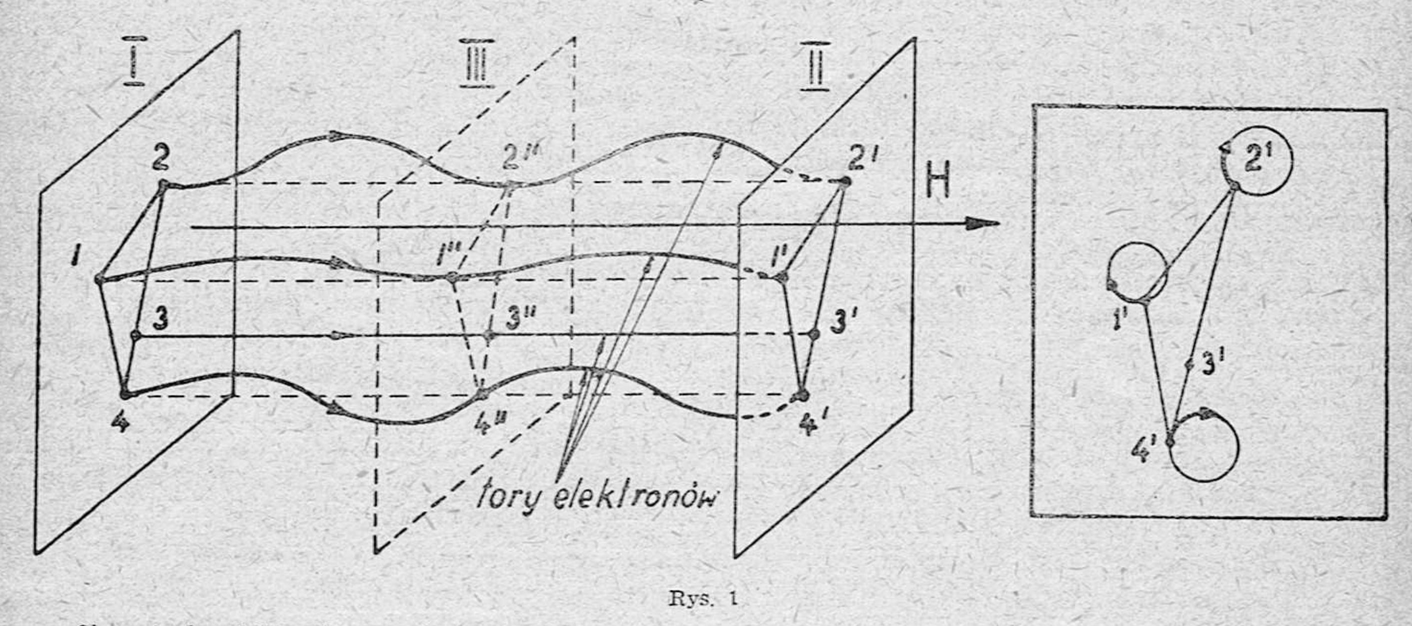
Rozpatrując działanie cewki długiej wyobraźmy sobie dwie płaszczyzny równoległe (Rys. 1), z których jedna emituje elektrony w kierunku drugiej pod dowolnymi kątami. Jeżeli dalej założymy, że pomiędzy tymi płaszczyznami istnieje jednostajne pole magnetyczne prostopadłe do tych płaszczyzn oraz odległość między płaszczyznami jest taka, że elektrony zataczają całkowite okresy ruchu śrubowego, to na drugiej płaszczyźnie otrzymamy elektronowy obraz płaszczyzny pierwszej. Każdy bowiem elektron, opuszczający dowolny punkt przestrzeni emitującej pod dowolnym kątem, będzie zataczał różne spirale, jednakże po jednym lub więcej okresów ruchu śrubowego, wszystkie one znajdą się w tym samym miejscu na płaszczyźnie prostopadłej do pola magnetycznego. (II).

W ten sposób pole magnetyczne działa na lecące dowolnie elektrony jak soczewka skupiająca.

Na rys. 1 powierzchnia emitująca I wyrzuca elektrony np. w punktach 1, 2, 3 i 4, które zależnie od kierunku szybkości, przy jednostajnym polu magnetycznym zakreślają różne drogi spiralne, których rzuty na płaszczyznę prostopadłą do linii sił pola przedstawia rys. 1b.

Na drugiej płaszczyźnie, znajdującej się w odległości podwójnego okresu ruchu śrubowego, otrzymamy obraz elektronowy 1' 2' 3' 4' płaszczyzny pierwszej 1 2 3 4.

Gdybyśmy umieścili płaszczyznę II w miejscu III, tj. w odległości jednego okresu ruchu śrubowego, to również otrzymamy obraz 1'' 2'' 3'' 4'' płaszczyzny pierwszej 1 2 3 4.



Rys. 1

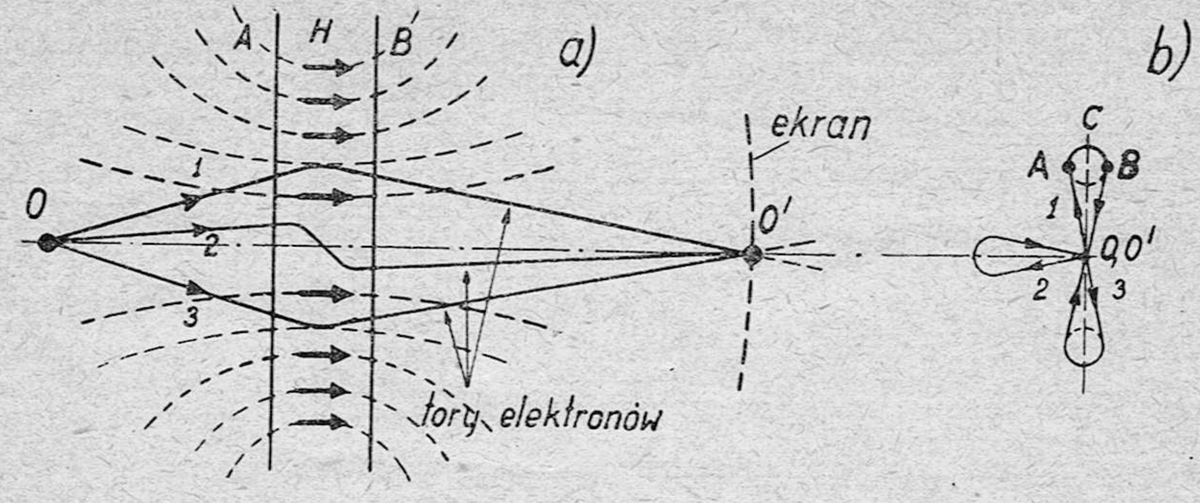
Obraz torów elektronów w polu cewki długiej — a) perspektywa, b) rzut na płaszczyznę prostopadłą do H

Jeżeli teraz cewka skupiająca jest krótka rys. 2, to linie sił pola nie są równoległe do osi lampy na całej długości biegu elektronu. Działanie pola magnetycznego skręcające tor elektronów jest ograniczone do małej części drogi, zatem elektrony zataczają tylko część spirali.

Z rys. 2 widzimy, że strumień wychodzący ze źródła O jest rozbieżny aż do płaszczyzny A; strumień elektronów, wchodząc pod całą gamę kątów od zera do α do pola magnetycznego, zawartego między płaszczyznami A i B, doznaje w swym biegu sił skręcających między A i B. W polu magnetycznym ruch elektronów jest przedstawiony przez część spirali ACB o rzucie części koła na płaszczyznę prostopadłą do linii sił.

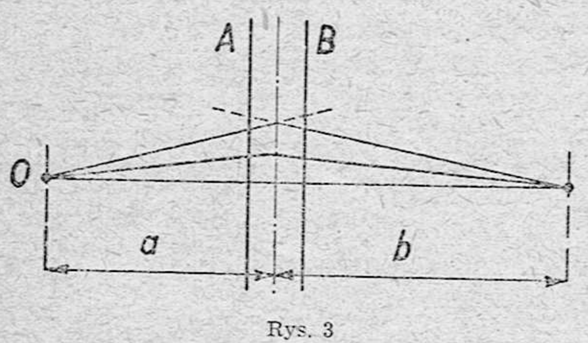
Jeżeli styczna wystawiona w punkcie B (płaszczyzna B) do tego koła przejdzie przez O', to zmusimy elektrony do powrotu na oś lampy O — O'. Uzyskujemy to przez odpowiednie dobranie amperozwojów cewki skupiającej. Rysunek przedstawia idealny wypadek pola gdy jest ono jednostajne.

Praktycznie jest to uzyskane w dużym stopniu dzięki temu, że średnica strumienia elektronów jest wielokrotnie mniejsza od średnicy cewki skupiającej.



Rys. 2

Obraz toru elektronów w polu cewki krótkiej — a) widok z boku, b) widok wzdłuż osi 0—0', 1, 2, 3 — tory elektronów, linie przerywane — rzeczywisty obraz linii pola

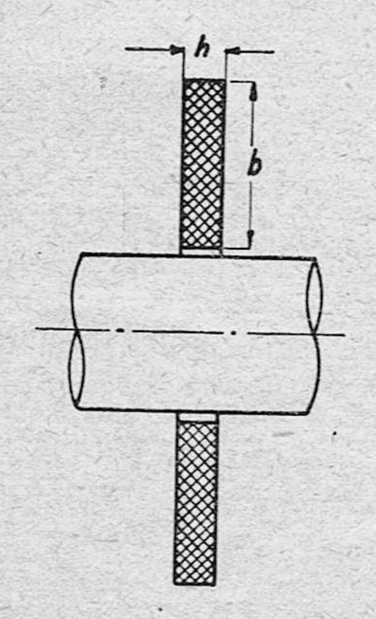


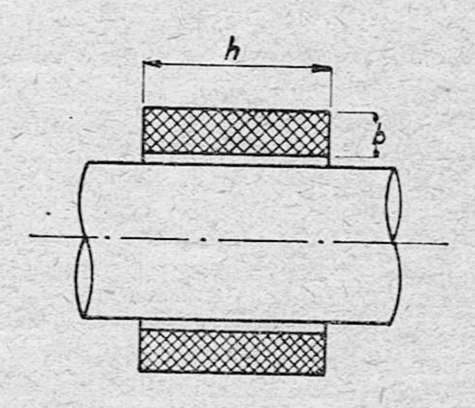
Rys. 3

Geometria optyki elektronowej. 0 — przedmiot, 0' — obraz

Szkodliwe działanie na koncentrację strumienia wnosi składowa promieniowa pola magnetycznego, występująca w rzeczywistym rozkładzie pola cewki krótkiej (Rys. 2, linie przerywane), gdyż na granicy A i B następuje zagięcie linii sił.

Jeżeli grubość cewki skupiającej jest do pominięcia w stosunku do odległości przedmiot — obraz, wówczas możemy napisać analogicznie do praw optyki (Rys. 3):





Rys. 4

Kształty cewek skupiających — a) wąska, b) długa

1) $$\frac{1}{f} = \frac{1}{a} + \frac{1}{b}$$

gdzie f — ogniskowa soczewki magnetycz.; a — odległość soczewki od przedmiotu; b — odległość soczewki od obrazu.

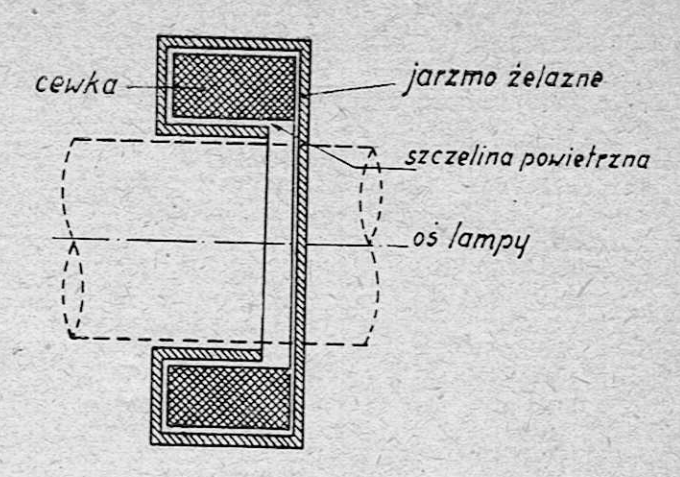
2) $$Iz = 220\sqrt{\frac{d}{f}U}$$

gdzie I — prąd w cewce skupiającej (Amp.); z — liczba zwojów cewki; d — średnia średnica cewki skupiającej (cm); f — ogniskowa soczewki magnet. (cm); U — napięcie na anodzie drugiej kinoskopu (kV).

Działanie koncentrujące zachodzi również i w obecności pola elektrycznego w kierunku ruchu elektronów jednakże o cylindrycznej symetrii. Pozwala to stosować w lampie oscylograficznej mieszane rodzaje soczewek: magnetyczne i elektrostatyczne. Co się tyczy cylindrycznej symetrii pola megnetycznego, to konieczność jej nie jest tak krytyczna. Doświadczenie pokazuje, że koncentrujące działanie cewki ma również miejsce przy niewielkich kątach między osią symetrii cewki i strumienia elektronów. Soczewka magnetyczna posiada również wszystkie rodzaje aberacji do których dochodzi jeszcze przesunięcie kątowe obrazu (skręcające działanie pola).

Wzory powyższe są również funkcją kształtu cewki (długa, krótka Rys. 4) jednakże różnica nie przekracza 15% dla różnych kształtów od wyżej podanych wartości wzorów, podczas gdy strata mocy w cewce koncentrującej zależy w dużym stopniu od tych wielkości. I tak z dwóch cewek (Rys. 4), cewka „b" ma stratę mocy mniejszą niż cewka „a".

Jeżeli cewkę skupiającą okryjemy płaszczem żelaznym (Rys. 5), to moc potrzebna do kon-



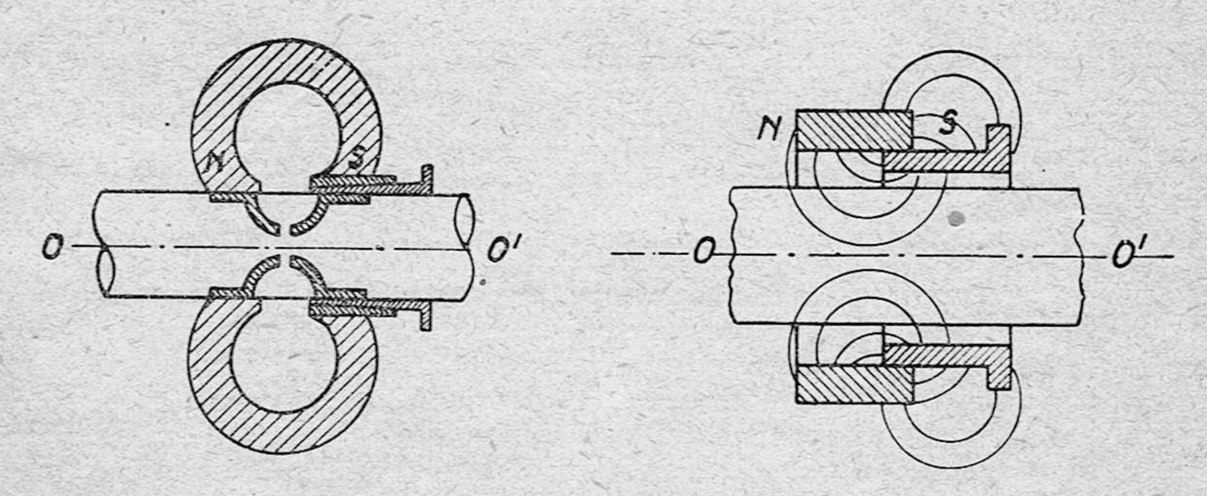
Rys. 5
Cewka skupiająca z płaszczem żelaznym

centracji również się zmniejszy. Oprócz tego zmniejszy się liczba linii rozproszenia, które działają szkodliwie na koncentrację i na pole odchylające, gdy stosowane jest odchylanie magnetyczne.

Przy soczewkach magnetycznych należy również utrzymywać prąd w cewce skupiającej na poziomie stałym.

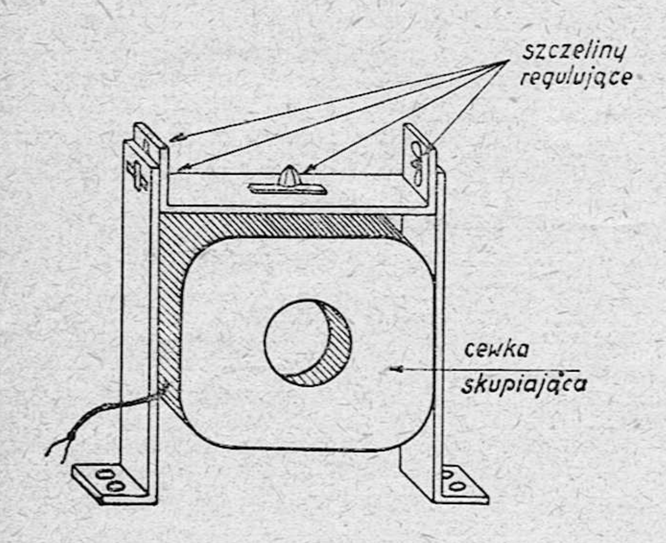
Oprócz cewek z prądem można używać magnesów stałych (Rys. 6). W tym wypadku podraża się układ, natomiast obniża koszt eksploatacji jego.

Jeżeli chodzi o wybór rodzaju koncentracji strumienia elektronów, to zależy on od szeregu czynników. Np. przy dużych strumieniach elektronów zastosowanie skupienia elektrostatycznego zmusza do wprowadzenia większych mas metalowych do lampy, co komplikuje jej budowę i zwiększa wymiary. W tym wypadku należy stosować koncentrację magnetyczną, która jest prosta w konstrukcji.



Rys. 6
Układ skupiający przy pomocy magnesów stałych z regulacją strumieni magnetycznych (skupienia), 0—0' — oś lampy

Również względem zalecającym koncentrację magnetyczną jest np. w lampach analizujących niepożądana obecność pól elektrycznych. Skupianie magnetyczne, wskutek możliwości nadania cewce dużej średnicy, pozwala na uzyskanie równomiernego pola na drodze biegu elektronów, które z kolei zmniejsza aberację soczewki.



Rys. 7
Cewka skupiająca wraz z konstrukcją

Z drugiej strony elektrostatyczne soczewki znalazły zastosowanie w ikonoskopach dzięki temu, że dla swojej pracy nie potrzebują dodatkowych źródeł energii.

lub cały obraz, przez zmianę potencjału pierwszej anody, którą to zmianę osiągamy potencjometrem.

Skupienie elektromagnetyczne osiągamy cewżą umieszczoną na szyjce lampy (Rys. 7). Cewka taka łącznie z dwoma pionowymi wspornikami i jednym poziomym stanowi zespół skupiający, pozwalający dowolnie regulować położenie.

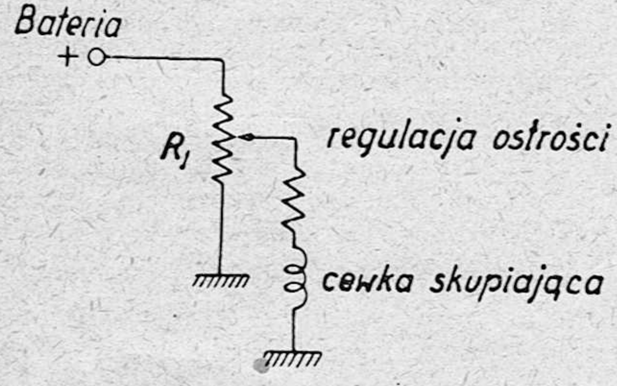
Szczeliny we wspornikach służą do przesuwania poziomego i pionowego oraz skręcania osi cewki względem osi lampy.

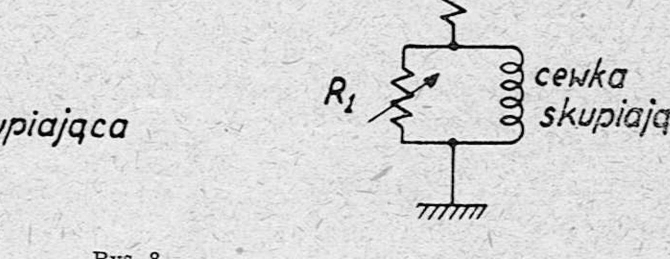
Aby ustawić cewkę skupiającą w odpowiednim położeniu na szyjce kinoskopu należy:

1. na środek ekranu lampy ustawić środek tła analizującego obrazu o średniej jasności.
2. zmieniać położenie cewki dopóki nie uzyska się najbardziej jasnych i ostrych linii tła, tj. każda linia winna być możliwie jednakowej szerokości na całym ekranie.
3. po określeniu położenia cewki skupiającej należy cewkę (pułapki jonowej) skorygować, gdyż pola obu tych cewek oddziaływają wzajemnie na siebie.

Układy zasilania cewek skupiających i regulacji skupienia przedstawia rys. 8.

(d. c. n.)





Rys. 8
Układy zasilania i regulacji cewek skupiających

Reasumując powiemy, że w praktyce stosujemy oba rodzaje skupień tj. elektrostatyczne i elektromagnetyczne.

Przy skupianiu elektrostatycznym uzyskujemy na lampie ostry i jasny punkt świetlny

Errata.

Telewizja (VIII) — str. 14, szp. 1, 9 wiersz od dołu zamiast ikonoskop winno być kinoskop, str. 15, szp. 2, wzór na okres posiada postać

$$T = 2\pi \frac{m}{l} \cdot \frac{1}{H}$$

Inż. F. M.

Zasady obliczania odbiorników

Część III.

Detekcja siatkowa

Układy detektorów z lampami wieloelektrodowymi należą dzisiaj właściwie do przeszłości. Bezprzeczne zalety detektorów diodowych, ich prostota, a zwłaszcza małe zniekształcenia przy dużych sygnałach, wyrugowały inne typy detektorów z nowoczesnych odbiorników wielolampowych. Ze względów dydaktycznych zaznajomimy jednak czytelników również z innymi układami, tym bardziej że niektóre z nich np. detektory siatkowe spotykamy jeszcze dzisiaj w odbiornikach prostej konstrukcji (jednoobwodowe).

Układ detekcji siatkowej przedstawiony jest na rys. 15.

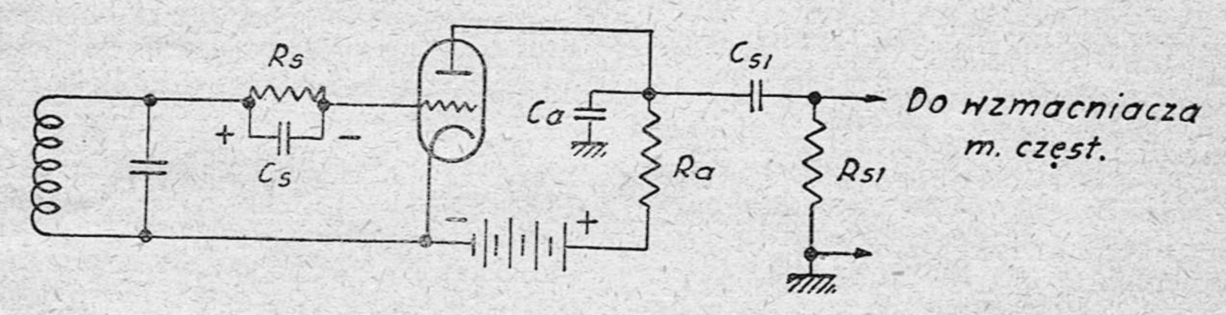
Modulowane napięcie wielkiej częstotliwości występujące na obwodzie rezonansowym prostowane jest w obwodzie siatka - katoda, identycznie zresztą jak to ma miejsce przy diodzie.

Po pierwsze wiemy, że wzmacniacz małej częstotliwości powinien pracować przy odpowiednim ujemnym napięciu, ustalającym punkt pracy prostoliniowej części charakterystyki lampy.

W naszym układzie ujemne napięcie lampy, to składowa stała wyprostowanego napięcia powstająca na oporze Rs.

Napięcie to zależy od wielkości napięcia wielkiej częstotliwości na obwodzie rezonansowym, a zatem im większy sygnał, tym większy minus na siatce. Łatwo to spostrzec włączając miliamperomierz w obwód anodowy detektora, przy pojawieniu się sygnału prąd anodowy zmniejsza się.

Zależność ujemnego napięcia od sygnału wielkiej częstotliwości nie ma wielkiego wpływu jak długo lampa pracuje na prostolinijnym od-



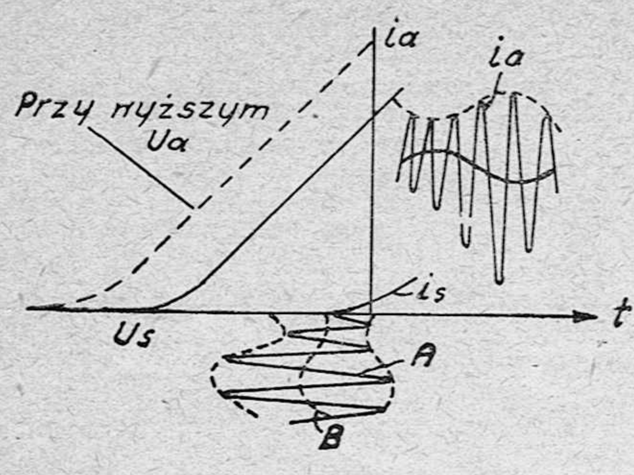
Rys. 15

cinku. Przy dużych sygnałach natomiast punkt pracy (chwilowy za okres w. częst.) może dochodzić do dolnego zagięcia charakterystyki i pojawi się zniekształcenie w przebiegu małej częstotliwości (spłaszczenie dolnej połówki).

Opór Rs i kondensator Cs — spełniają taką samą rolę jak w detektorze diodowym. Na oporze Rs powstaje, w obecności sygnału modulowanego, napięcie o składowej stałej z nałożoną składową zmienną o częstotliwości akustycznej (przebieg modulujący). Składowa zmienna o częstotliwości akustycznej steruje równocześnie siatkę lampy, która wraz z anodą stanowi układ wzmacniacza małej częstotliwości; (dla częstotliwości akustycznej opór obwodu rezonansowego jest równy praktycznie zeru, a zatem napięcie na oporze Rs jest równoznaczne z napięciem pomiędzy siatką i katodą). Jak widzimy zatem, detektor siatkowy, to nic innego jak detektor diodowy + wzmacniacz małej częstotliwości, który z kolei może być w układzie oporowym, transformatorowym itp. Obie funkcje, to jest detekcja i wzmacnianie, spełniane są w jednej lampie i stąd wynikają pewne ujemne strony tego układu.

Wypadek taki często można zaobserwować przy odbiorze silnej stacji lokalnej; mianowicie przy dostrajaniu się kondensatorem strojeniowym siła odbioru wzrasta, osiąga maksimum, następnie opada (pojawiają się zniekształcenia) i znowu wzrasta osiągając drugie maksimum.

Efekt podobny do tego, jaki mielibyśmy przy krzywej rezonansu z dwoma „garbami". W rzeczywistości, w momencie dokładnego dostrojenia się na skutek przesterowania i przejścia w dolne zagięcie charakterystyki nastąpiło zmniejszenie siły odbioru przy równoczesnym pojawieniu się zniekształceń.



Rys. 16

Efekt ten możemy zmniejszyć stosując tak zwany detektor mocy. Układ jest ten sam jak poprzednio, z tą różnicą, że stosujemy przede wszystkim wyższe napięcie anodowe, dzięki czemu charakterystyka robocza przesuwa się bardziej w lewo (patrz rys. 16), poza tym redukujemy napięcie zmienne zmniejszając opór siatkowy Rs.

Przebieg pracy na charakterystykę lampy (Us, Ia) przedstawia rys. 16.

Krzywa oznaczona literą A oznacza przebieg wielkiej częstotliwości, zaś krzywa B zmieniający się punkt pracy w takt przebiegu modulacyjnego (częst. akustyczna).

Przechodząc w dalszym ciągu do omówienia układu należy wspomnieć o znaczeniu kondensatora Ca.

Na siatce lampy występuje napięcie małej częstotliwości, składowa stała oraz np. wielkiej częstotliwości którą zwieramy w obwodzie anodowym do ziemi. Rolą kondensatora Ca jest nie dopuścić niewyfiltrowanych drgań w. częstotliwości do dalszych członów wzmacniacza.

Otóż kondensator ten łącznie z pojemnością anoda - siatka jest przyczyną wprowadzania tłumienia do obwodu siatkowego. Opór równoważny temu tłumieniu jest wprost proporcjonalny do pojemności Ca i odwrotnie proporcjonalny do pojemności siatka - anoda oraz nachylenia lampy.

Im większa pojemność siatka - anoda, tym większe tłumienie obwodu rezonansowego sterującego detektor siatkowy.

Wartość oporu tłumienia wynosi często do kilkunastu tysięcy omów i gra ważniejszą rolę niż tłumienie spowodowane oporem siatkowym Rs.

Bliższe wytłumaczenie tego zjawiska znajdzie czytelnik w rozdziale o wzmacniaczach wielkiej częstotliwości, gdzie mowa była o wpływie pojemności siatka - anoda przy różnych rodzajach obciążenia. Otóż przy obciążeniu pojemnościowym, (a dla wielkiej częstotliwości kondensator Ca stanowi właśnie takie obciążenie) do obwodu siatki przenosi się pojemność i opór omowy.

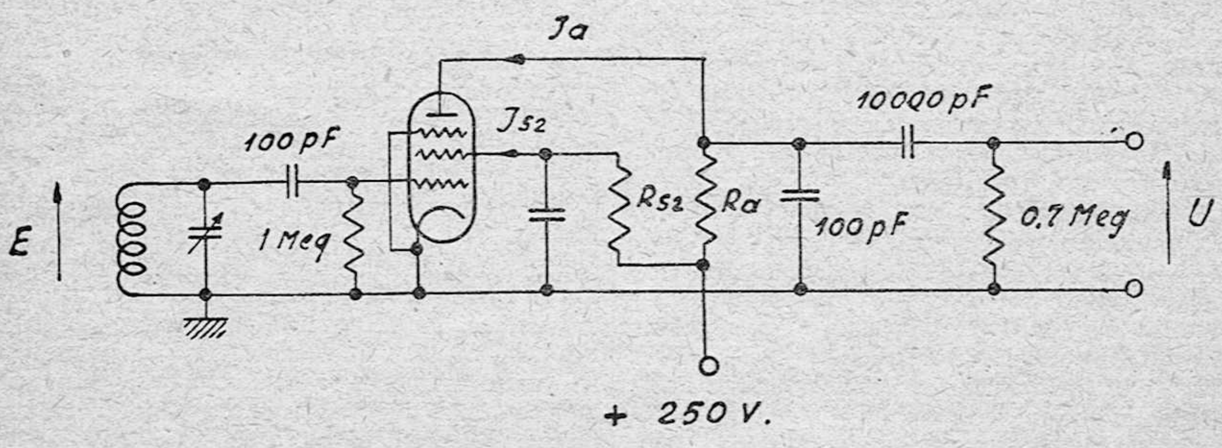
Dla zmniejszenia tego efektu należy stosować lampy ekranowane lub pentody w. częstotliwości, których pojemność siatka - anoda jest b. mała.

Odnośnie wartości poszczególnych elementów to dobór Rs i Cs jest podyktowany takimi samemi względami co i przy detekcji diodowej.

Kondensator Ca posiada wartość do 100 pF zaś opór anodowy Rg dobrany tak, jak dla pracy lampy w układzie wzmacniacza m. częstotliwości.

Poniższa tabelka podaje dane firmowe zalecane dla pracy w układzie detektora siatkowego dla lampy EF6 w układzie jak na rys. 17.

Kolumna 5 podaje maksymalne wartości napięcia m. częstotliwości, jakie można uzyskać w danym układzie, przy 30% modulacji. Kolumny 6 i 7 podają wartość napięcia m. częst. na wyjściu (potrzebną do wysterowania lampy EL3 dla 50 mW), oraz napięcia wiel-



Rys. 17

Rą Med.	Rsz Med	Jsz mA	U mąko. sk. dlą M=0,3	E sk.	
				U sk v	E sk v
0,2	0,6	1,15	0,35	0.33	0,033
0 2	1.0	0,8	0,23	0,33	0,033
0,1	0,3	2,1	0,7	0 33	0,038
0,1	0.5	1,5	0,45	0,33	0,038
0,05	1,3	3,7	1.3	0,33	0,042
0,05	0,65	2.4	0,65	0,33	0.044

kiej częstotliwości na wejściu zmodulowanego w 30%.

Układ z mostkiem detekcyjnym, jak często nazywa się zespół Rs Cs, połączony według rys. 17, stosowany jest często w miejsce układu jak na rys. 15. Takie połączenie ma wpływ na opór wejściowy podobnie jak przy diodzie; poza tym praktycznie, ze względu na łatwość w montażu jest częściej stosowany. W odbiornikach bateryjnych daje pewne zalety ze względu na możliwość połączenia oporu z dodatnim biegunem żarzenia.

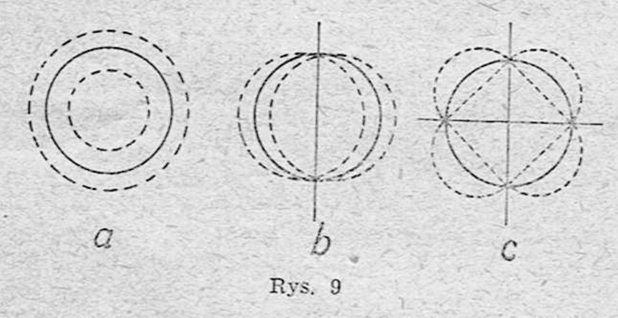
(C. d. n.).

Jan Krupski

Przemiany elektroakustyczne w głośnikach II

IV. Sposób działania membrany

Dla kształtu membrany i jej obudowy ważne są także przebiegi promieniowania głosu w polu rozchodzenia się dźwięku i wynikające z tych przebiegów następstwa. Źródłem dźwięku, które z tych względów przedstawiałoby się najprościej, byłaby, że się tak wyrazimy, oddychająca kula (Rys. 9a). W tym przypadku wszystkie części płaszczyzny poruszają się rów-



Rys. 9

nomiernie na zewnątrz lub do wewnątrz, a więc zawsze drgają w tej samej fazie i wobec tego nie ma punktów węzłowych.

Promieniowanie kuliste technicznie nie da się wywołać.

Promieniowanie wywołane przy pomocy membrany, której sztywna powierzchnia — najczęściej stożkowa — drga możliwie prostopadle do swojej płaszczyzny bez jej deformacji, ma przebieg nieco odmienny. W czasie ruchu w jednym kierunku powstają po jednej stronie membrany zagęszczenia, po przeciwnej rozrzedzenia powietrza (Rys. 4). Podczas ruchu w przeciwnym kierunku odwracają się również przebiegi towarzyszące. Dokoła brzegu membrany odbywa się wyrównywanie ciśnień, tak że niskie częstotliwości wygasają, a zatem nie zostaną rozprowadzone w przestrzeń, bez zastosowania ekranu. Taka membrana podobna jest ze względu na działanie do kuli, której obydwie połowy drgają oddzielnie i zawsze w przeciwnych kierunkach (Rys. 9b).

W ten sposób oscylująca jako całość w jedną i drugą stronę kula jednym obwodem węzłowym jest źródłem promieniowania wyższego niż poprzednia stopnia. Ogólnie stopień promieniowania źródeł kulistych określa się według ilości linii węzłowych. I tak na rys. 9c widzimy działanie źródła kulistego z dwiema liniami węzłowym, określimy je więc jako źródło drugiego rzędu.

W tych samych warunkach promieniowania źródła wyższego rzędu, z powodu ruchu przeciwfazowego poszczególnych części płaszczyzny oddzielonych liniami węzłowymi, promieniują mniej energii niż źródła niższego rzędu. Ta wada jest tym bardziej wyraźna, im większy jest stosunek długości fali do przekroju membrany.

Taka swobodnie drgająca membrana, a więc źródło pierwszego stopnia, może być uczynione źródłem zerowego rzędu, jeśli zostanie ona umocowana do odpowiednio dużego ekranu tak, że nie będzie możliwe wyrównywanie ciśnień dokoła membrany tj., gdy fale rozchodzić się będą tak, jak na rys. 3 (u góry).

V. Sprawność głośnika

Załóżmy, że mamy do czynienia z prostymi drganiami (sinusoidalnymi) membrany, która wobec tego wywoła w ten sam sposób przebiegające zmiany ciśnienia w otaczającym powietrzu. Oznaczamy przez p_m wartość szczytową tego ciśnienia. Całkowite maksymalne ciśnienie, działające na powierzchnię membrany F wyniesie: $F \cdot p_m = Z \cdot V_m$; gdzie V_m maksymalna szybkość cząsteczek powietrza wprawionego w ruch, zaś $Z = F \frac{p_m}{V_m}$ — opór promieniowania membrany. Opór ten przedstawia, jak widać, stosunek wywołanego przez

membranę (lub działającego na membranę) całkowitego ciśnienia do prędkości drgających cząsteczek powietrza. Oczywiście zależy on również od średnicy membrany.

Otrzymujemy stąd użytecznie wypromieniowaną moc akustyczną w postaci:

$$N_2 = \frac{1}{2} V_m^2 . Z.$$

Całkowita mechaniczna moc membany równa jest akustycznej, zwiększonej o moc idącą na straty, wywołane oporem własnym membrany r. Wobec tego:

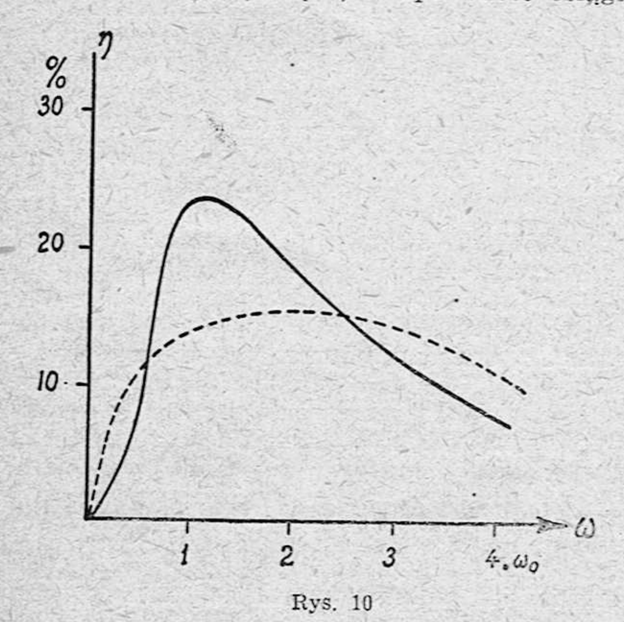
$$N_1 = \frac{1}{2} V_m^2 (Z + r);$$

Biorąc stosunek obydwóch mocy dostaniemy sprawność mechaniczno-akustyczną, która wyniesie:

$$\eta = \frac{N_2}{N_1} = \frac{Z}{Z + r};$$

Jak z ostatniej zależności widać, spółczynnik sprawności η jest tym większy, im większy jest opór promieniowania Z w porównaniu z oporem tarć membrany r.

Elektroakustyczna sprawność η zależy nie tylko od mechanicznych właściwości membrany, ale także od elektrycznego systemu wzbudzenia. Jeśli R jest oporem elektrycznym cewki drgającej, M przeciwindukcyjnością, która odpowiada wielkości indukującego się przeciwnapięcia w cewce poruszającej się w stałym polu magnetycznym, to sprawność osiąga



Rys. 10

swoją najwyższą wartość wtedy, gdy spełniony jest warunek:

$$Z = r \sqrt{1 + \frac{M^2}{R . r}}$$

Sprawność zależy następnie od częstotliwości, a mianowicie jest ona największą dla określonej wyżej wartości Z, przy której membrana ma częstotliwość własną ω_0

Częstotliwość tę można wynaczyć, znając masę membrany m i jej sztywność s, a mianowicie:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{s}{m}};$$

Przebieg η przedstawiony jest na rysunku 10. (krzywa ciągła); na wykresie częstotliwość obwodu „ω" podana jest jako wielokrotność częstotliwości własnej ω_0.

Stopień sprawności ma tu, jak widać, znaczniejszą wartość jedynie wewnątrz wąskiego obszaru częstotliwości, którego środek znajduje się w pobliżu ω_0.

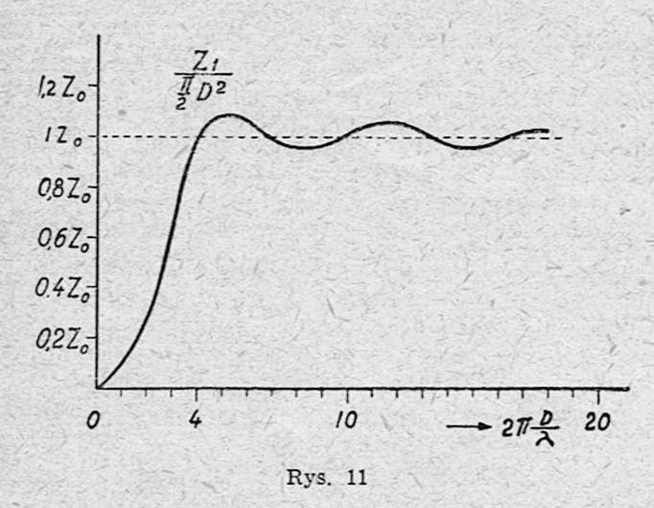
Odtwarzanie niskich częstotliwości jest ograniczone przez siły elastyczne, zaś częstotliwości wysokich przez masę membrany (zgodnie z określeniem ω_0 Ze wzrostem Z obydwie granice oddalają się od siebie, dzięki czemu zakres wyższej sprawności obejmuje szerszy zakres częstotliwości.

Z uwagi na szeroki zakres częstotliwości, wymagany przede wszystkim przy reprodukcjach muzycznych, obiera się opór promieniowania Z większy niż odpowiada to najwyższemu stopniowi sprawności głośnika. W tych warunkach przebieg η ilustruje krzywą przerywana na rys. 10.

Wielkość Z zależy z kolei od stosunku przekroju membrany D do długości fali λ, odpowiadającej wypromieniowanej przez tę membranę częstotliwości. Zależność tę przedstawia rys. 11. Opór Z zmienia się w granicach od zera do wartości $\left(D^2 \frac{\pi}{4}\right)$. $Z_0 = F . Z_0$ gdzie $F = D^2 \frac{\pi}{4}$ jest powierzchnią membrany, Z_0 — oporem powietrza. Znając ciśnienie P wywołane przez dźwięk oraz szybkość cząsteczek powietrza V, wreszcie szybkość rozchodzenia się fal głosowych — C wartość Z przy temperaturze 20° C i ciśnieniu 760 mm. wyniesie: $Z_0 = \frac{P}{V} = g_0 . C = 41{,}5$ omów akustycznych lub dyn. sek/cm³; przy g_0 oznaczającym gęstość powietrza.

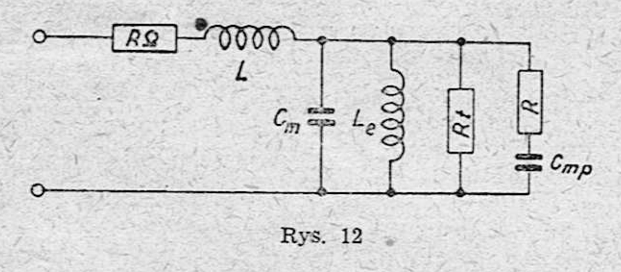
Zagadnienie sprawności głośników, obok przytoczonych wyżej rozważań, można ująć jeszcze inaczej, a mianowicie w formę zależności scharakteryzowanej wielkościami elektrycznymi na miejscu tych, jakimi posługiwaliśmy się poprzednio. W tym celu rozpatrzymy układ

zastępczy głośnika, który może być wyobrażony w postaci, pokazanej na rys. 12.



Rys. 11

Używane w mechanice i odnoszące się do głośników pojęcia masy, elastyczności i tarcia dają się na drodze analogii zastąpić przez pojemność, indukcyjność i oporność, mające zastosowanie w pokazanym układzie elektrycznym, przy pomocy którego da się rozpatrywać wszystkie zjawiska związane z pracą głośnika. W układzie tym RΩ przedstawia opór omowy cewki, L — jej samoindukcję, R_t — opory tarć, L_e — elastyczność, C_m — masę, C_{mp} — nośność powietrza, R — opór, na którym wykorzystana będzie moc do wywołania fal dźwiękowych.

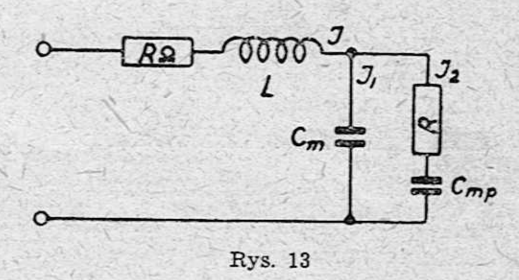


Rys. 12

Taki schematyczny obraz pozwala jasno zdać sobie sprawę z tego, jakie stosunki i zależności panują pomiędzy poszczególnymi elementami i gdzie wprowadzić ewentualne poprawki czy ulepszenia dla osiągnięcia jak najwyższej sprawności układu. Z rysunku 12 widać, że praca systemu zależy od częstotliwości, ponieważ L_e i C_m przedstawiają tłumiony przez R_t obwód drgań, który w momencie rezonansu zdolny jest wydzielić na oporze R największą sprawność (Rys. 10).

Byłoby dobrze, gdyby głośnik wolny był od rezonansów i wszystkie częstotliwości akustyczne oddawał równomiernie, w praktyce jednak jest to niespotykane, a w konsekwencji prowadziłoby do obniżenia sprawności. Wynika to stąd, że zmniejszenie rezonansu można osiągnąć przez zmniejszenie oporów tarć R_t, lecz wówczas większa część mocy zostanie stracona w RΩ i R_t zamiast, jak tego sobie życzymy w R. Możliwe bywa tylko przesunięcie punktu rezonansu; powyżej tego punktu opór pozorny $\frac{1}{\omega C_{mp}}$ maleje, a ωL_e rośnie, poniżej zaś odwrotnie: zmniejsza się oporność ωL_e rośnie natomiast $\frac{1}{\omega C_{mp}}$.

W drugim przypadku płynąca przez R część prądu, do kwadratu którego proporcjonalna jest sprawność, maleje z kwadratem ω, wobec tego sprawność η maleje z czwartą potęgą częstotliwości. Z tego powodu ważne jest przesunięcie punktu rezonansu w obszar możliwie



Rys. 13

niskich częstotliwości tak, aby pasmo częstotliwości odtwarzanych leżało powyżej niego. W odniesieniu do sprawności korzyść wynikająca z tego jest oczywista i widać ją również na rys. 10.

Rys. 13 pokazuje uproszczony układ zastępczy, w którym pominięto L_e i R_t, ponieważ w zakresie częstotliwości powyżej rezonansowej są one zawsze większe niż C_m. Zaniedbując wreszcie wartość R, niewielką wobec $\frac{1}{\omega C_{mp}}$ możemy napisać, że prąd w gałęzi R — C_{mp} wynosi:

$$I_2 = \frac{C_{mp}}{C_m + C_{mp}} . I; \text{ kładąc } \frac{C_{mp}}{C_m + C_{mp}} = \varepsilon < 1$$

mamy: $I_2 = \varepsilon . I$;

Moc, wydzielona na oporze R będzie więc:

$$N_R = (\varepsilon I)^2 . R.$$

zaś na oporze RΩ.

$$N_{R\Omega} = I^2 . R\Omega$$

W ten sposób sprawność, przedstawiająca stosunek mocy pobranej przez R do mocy całkowitej, wyniesie:

$$\eta = \frac{N_R}{N_{R\Omega}} = \frac{(\varepsilon I)^2 . R}{I^2 . R\Omega};$$

Dla orientacji podajemy tabelkę danych dla różnej wielkości głośników o wymiarach standartowych, obejmującą moc, natężenie pola lub indukcję w szczelinie oraz odpowiadający im stopień sprawności.

Średnica obudowy w cm.	Moc w W.	Średnica trzpienia	Indukcja magnet, w szcz. w G	Stopień sprawności
13	1	19	6000	1—1,5
13	1	19	7500	15
20.5	1,5	19	7500	1,5 - 2
20	3,5	25	7500	1,5
20,5	3,5	25	8000	2—2,5
24,5	4,5	27	10000	2,5
24,5	4,5	27	10000	2,5
24,5	6	27	10000	2,5
24,5	7,5	31	10000	3
31	12	36	10500	3—4
38	23	50	11000	4

VI. Możliwość polepszenia sprawności

Po przeprowadzonych w poprzedniej części rozważaniach skonstatujemy obecnie, które wielkości można zmienić dla osiągnięcia dużego η.

Wydaje się, że najprościej będzie zmniejszyć $N_\Omega = I^2 R_{R\Omega}$, a więc po prostu opór omowy R_R cewki drgającej. Praktycznie sprowadza się to do zmniejszenia długości drutu l lub do powiększenia jego grubości. Skrócenie uzwojenia prowadzi do zmniejszenia C , a zatem podwyższenia własnego rezonansu, co powoduje równoczesne zmniejszenie oddawanego obszaru częstotliwości wraz ze zmniejszeniem działającej na cewkę siły K (przy tym samym prądzie). Siła ta zależy bowiem od natężenia pola H, jakie panuje w szczelinie, od długości drutu l, z którego wykonana jest cewka oraz od natężenia płynącego przez nią prądu I. Zależność tę daje związek: K = H.l.I;

Jeśli uzwojenie wykonamy z grubszego niż poprzednio drutu, powiększy się jego masa, która stanowi poważną część w masie całkowitej C_m. Przez C_m płynąca część prądu będzie większa, zaś przez C_{mp} mniejsza, tak że rozdział prądu przesunie się na niepożądaną stronę, ponieważ $I^2.R^\Omega = N_R^\Omega$ było większe niż $(\varepsilon I)^2 R = N_R$. Poza tym powiększenie grubości drutu zwiększyłoby wymiary cewki, a zatem pociągnęłoby za sobą konieczność rozszerzenia przestrzeni magnetycznej, w której porusza się ona. To byłoby jednak dalszym pogorszeniem sytuacji, bowiem przy szerszej szczelinie zmniejszy się natężenie pola H, a z nim znów i siła K.

W tym przypadku maleje także R i moc N_R oraz sprawność η. W dalszym ciągu rozważań zwrócimy uwagę na fakt, że musi zachodzić nierówność: $R \ll \frac{1}{\omega . C_{mp}}$ to znaczy, że opór powietrza musi być znacznie mniejszy niż ciśnienie wywierane na powietrze przez membranę. Oczywiście nakłada to na cewkę w połączeniu z innymi czynnikami pewne warunki. Jeśli nie zostaną one zachowane, spółczynnik sprawności będzie zawsze gorszy. Próba polepszenia go przez zmianę oporu omowego cewki zawodzi, pozostaje zwiększenie R, ze względu jednak na warunek $R \ll \frac{1}{\omega . C_{mp}}$ należałoby jednocześnie zmniejszyć C_{mp}, to znaczy przekrój stożka membrany i konusa. Wtedy będzie jednak mniejsze także C_m. Rozpatrzmy wpływ C_m, a mianowicie co stanie się, gdy zmniejszymy reprezentowaną przez tę wielkość masę części ruchomych. Oczywiście sprawność powiększy się, chociaż jednocześnie zachodzi przesunięcie rezonansu własnego w obszar wyższych częstotliwości, co można pominąć, ponieważ wyrównanie charakterystyki da się osiągnąć przez np. zmniejszenie L_e.

Jaka jest jednak możliwość zmniejszenia masy C_m? Otóż C_m składa się w rzeczywistości z dwóch członów, a to z masy cewki drgającej C_{m_1} i masy talerza C_{m_2}, o ile zaniedbamy masę resoru, małą w porównaniu z tymi dwiema wartościami. Przeważna część C_{m_1} przypada na uzwojenie, ale to nie może być zmniejszone, jak wykazaliśmy wyżej, jeśli nie zostanie użyty inny materiał np. drut aluminiowy. Posiada on większy opór $R\Omega$, a zatem w ogóle tego rodzaju zmiana odpada.

Z kolei C_{m_2} może być tylko nieznacznie zmniejszone, ponieważ w przeciwnym przypadku bezwarunkowo konieczna sztywność, a zatem i jakość odtwarzania wybitnie cierpi.

Wobec tego odpada następna możliwość poprawienia sprawności przez zmniejszenie masy C_m.

W dotychczasowych rozważaniach nie został wzięty pod uwagę jeszcze jeden element — jest nim indukcyjność cewki L. Można byłoby sądzić, że czynnik ten jest bez znaczenia, ponieważ wprowadza jedynie dodatkowy opór ωL do oporu $R\Omega$. Przez zmniejszenie L możliwe jest jednak podwyższenie sprawności, bowiem jeśli L będzie mniejsze, wtedy mniejsze będzie ωL i $R\Omega$, podczas gdy wszystkie inne wielkości pozostaną niezmienione. Jednocześnie zmniejszanie L powoduje w pewnym stopniu uniezależnienie układu od częstotliwości. Na przeszkodzie tego stoją duże trudności praktyczne wynikające stąd, że obniżenie wartości L można osiągnąć tylko przez zmniejszenie ilości zwojów cewki. Jeśli weźmiemy pod uwagę przypadek krańcowy t.j., gdy cewka posiada tylko jeden zwój, to zobaczymy, iż siła K = = l.H.I. działająca na nią, ulegnie zmniejszeniu. Dzieje się tak dlatego, że o ile przed tym było $l = \pi.D.Z$, gdzie Z — ilość zwojów, D — średnica przekroju szczeliny, to obecnie $l = \pi.D$.

Aby K pozostało niezmienione, musiałby prąd wynosić I.n. W praktyce cewki mają 60—80 zwoi przy prądzie I = 0,5 — 1 ampera. Po zmniejszeniu ilości zwojów dla małych systemów prądy musiałyby osiągać wartości 3 — 8 A. Wymagałoby to stosowania drutu o średnicy 1 — 1.5 mm. ze względu na bezpieczeństwo termiczne. W rezultacie to rozwiązanie również nie może być brane pod uwagę.

Wykazaliśmy już, że w wyrażeniu K = l.I.H zmiana zarówno l jak I dla poprawienia η jest praktycznie niewykonalna.

Przeciwnie jest natomiast, jeśli idzie o natężenie H pola w szczelinie magnetycznej. Jeśli pozostawimy wszystkie wielkości niezmienione, powiększymy zaś H, wówczas opory pozorne wzrosną proporcjonalnie do H^2, a sprawność polepszy się bez pogorszenia przebiegów frekwencyjnych. W ten sposób możemy stwierdzić, że powiększenie natężenia pola magnetycznego jest jedynym skutecznym sposobem polepszenia sprawności głośnika dynamicznego. Stosuje się więc wszystkie możliwe środki, pozwalające osiągnąć ten cel z uwzględnieniem wymagań ostatniej doby.

Środkami tymi są głównie zdobycze naukowe w dziedzinie stosowania różnego rodzaju stopów, zapewniających w odniesieniu do głośników najkorzystniejsze warunki ich pracy, a przede wszystkim dużą indukcję i trwałość magnesu.

Spotykane małe jarzma przy stosunkowo dużych średnicach membran wykonane są z takich właśnie stopów z korzyścią dla jakości głośników.

Przegląd schematów

W układzie odbiornika f. Kapsch 440 W, przedstawionym na schemacie Nr 72, g'ówną cechą, na której oparte są właściwości aparatu, jest niska częstotliwość pośrednia, a mianowicie 129,5 kc/s. Daje to, jak wiemy, ostrą selektywność względem fal sąsiednich, ale gorzej odrzuca interferencje pochodzące od częstotliwości zwierciadlanych. Aby uniknąć gwizdów i przeszkód, odbiornik jest wyposażony w filtr wstęgowy na wejściu, co jest zresztą koniecznością przy niskiej częstotliwości pośredniej, oraz w układ kompensacyjny złożony z ceweczki oraz trimmera. Trimmer doprowadza napięcie wprost z anteny i, jeśli układ jest właściwie dobrany, na siatce lampy miksującej pojawia się napięcie nadajnika przeszkadzającego w odwróconej fazie. W ten sposób skutecznie kompensuje się interferencje zwierciadlane. Wartość trimmerka wynosi 50 pF max., zaś ceweczka posiada 24 zwoje cienkiego drutu, nawinięte na szpulecz ce średnicy około 15 mm, z odczepem od środka.

Sprzężenie anteny z pierwszym obwodem filtru wstęgowego jest mieszane. Cewka antenowa, posiadająca około pięć razy więcej zwojów niż cewka średniofalowa (wspólna dla obu zakresów), działa lepiej na końcu zakresu niż na początku. Przewidziano więc mały kondensatorek 3 pF, który łączy „gorący" koniec cewki antenowej z takim końcem cewki filtra i poprawia przekazywanie na początku zakresu. Sprzężenie obu obwodów band-filtra jest również pomyślane w podobny sposób. „Od dołu" uzyskuje się je zapomocą pojemności 50 TpF, zaś „od góry" działa pojemność 2 pF. W ten sposób przekazywanie wyrównuje się na całym zakresie fal średnich. Na falach d'ugich przekładnia zwojów antenowych i obwodu wynosi 1 : 1. Dzięki temu przekazywanie jest bardziej równomierne, nawet z małą stosunkową kompensacją.

Na falach krótkich sprzężenia z anteną uskutecznia się po prostu za pomocą stosunkowo dużej pojemności 100 pF. W ten jednak sposób rezygnuje się właściwie z wszelkiej selektywności wstępnej i nic nie stanowi hamulca dla interferencji zwierciadlanych, tak dokuczliwych przy niskiej częstotliwości pośredniej.

W katodzie lampy ECH11 figuruje zwierany opór 2KΩ. Służy on do zmniejszania czułości układu przy odbiorze stacji lokalnej, do czego przewidziana jest jedna pozycja przełącznika falowego. Układ oscylatora jest normalny, przy czym wartości kondensatorów paddingowych są oczywiście właściwe dla częstotliwości pośredniej 129,5 Kc. Obwód częstotliwości pośredniej

w anodzie ECH 11 ma nastawiane sprzężenie z obwodem siatki EBF 11 i w ten sposób regulowaną wstęgę. Na jednej osi związana jest z tą regulacją także kontrola barwy głosu, nastawiana potencjometrem 50 KΩ w anodzie lampy głośnikowej. Poza uproszczeniem obsługi takie powiązanie mechaniczne ma na celu zapobieżenie temu, aby nieświadomy słuchacz nie nastawiał obu tych regulacji w przeciwnym kierunku.

Pozostała część układu jest raczej konwencjonalna, z tym że wszystkie katody są połączone do masy, zaś ujemne przednapięcia siatek czerpie się z dzielonego oporu 100 Ω, umieszczonego we wspólnym minusie zasilania. Zasilanie posiada dwa odczepy na uzwojeniu anodowym transformatora, co umożliwia zasilanie „oszczędnościowe", przez obniżenie napięcia prostowanego. W ten sposób oszczędza się nieco na poborze mocy oraz przedłuża żywotność lamp.

*

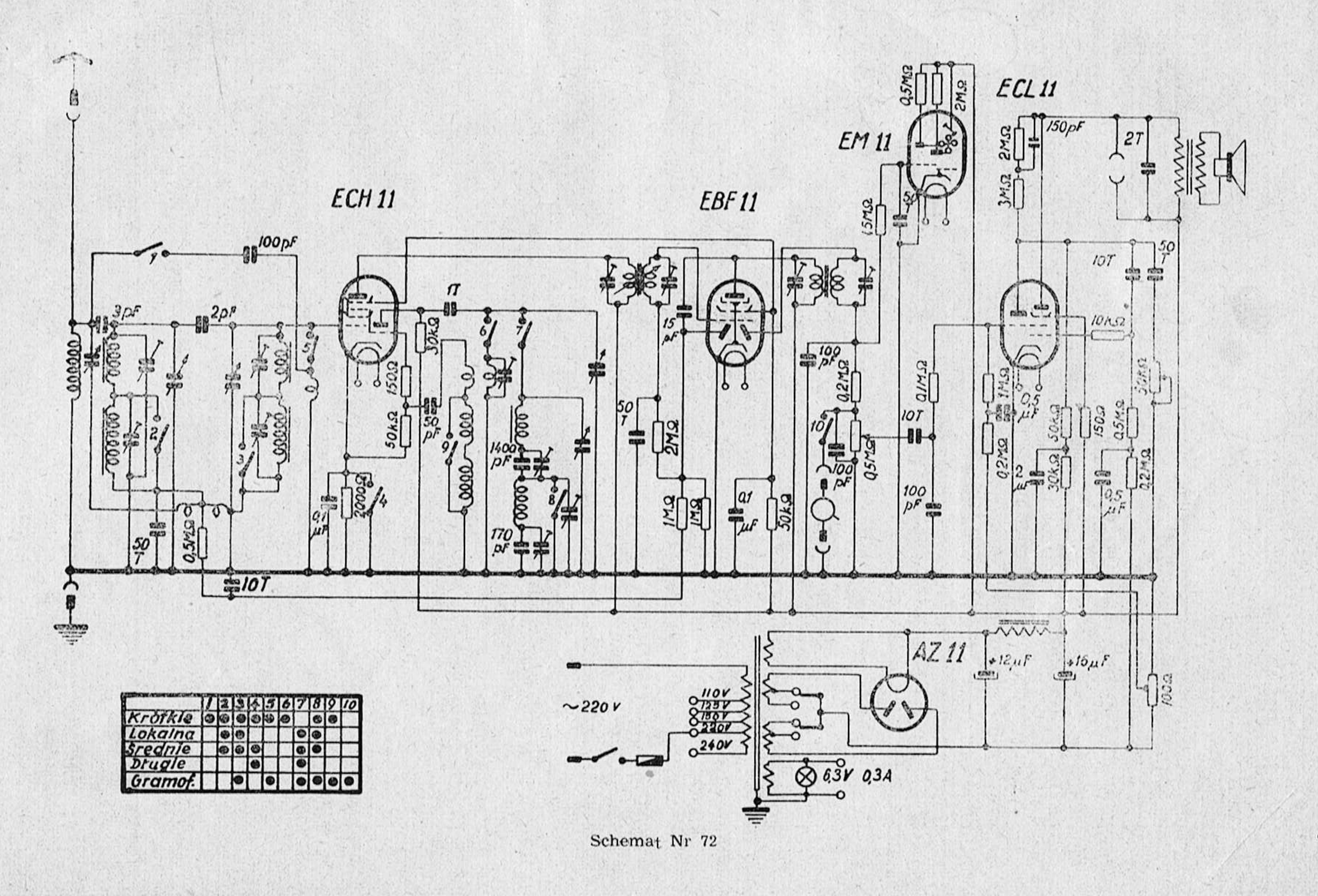
Schemat Nr 73 przedstawia układ popularnego u nas miniaturowego odbiornika „Talizman" produkcji czechosłowackich zakładów „Tesla". Jak to zwykle bywa w takich aparatach, układ ten jest jak najmniej skomplikowany. Przy gniazdku antenowym mamy filtr upływowy częstotliwości pośredniej (468 Kc) składający się z pojemności 50 pF oraz cewki o indukcyjności nastawianej rdzeniem. Sprzężenie anteny z obwodami strojonymi siatki jest pojemnościowe na falach krótkich, zaś indukcyjne na falach średnich i długich. Obwody te są dostrajane za pomocą zarówno rdzeni, jak i trimmerów. Punkty zestrojenia podajemy na dole strony.

Oscylator jest w układzie Meissnera na falach krótkich, zaś w układzie Collpittsa na falach średnich i długich, przy czym jako dzielniki napięć służą, wraz z kondensatorem obrotowym, paddingi 388 oraz 205 pF. I tu również zarówno rdzenie jak i trimmery są nastawiane dla podanych wyżej punktów dostrojenia.

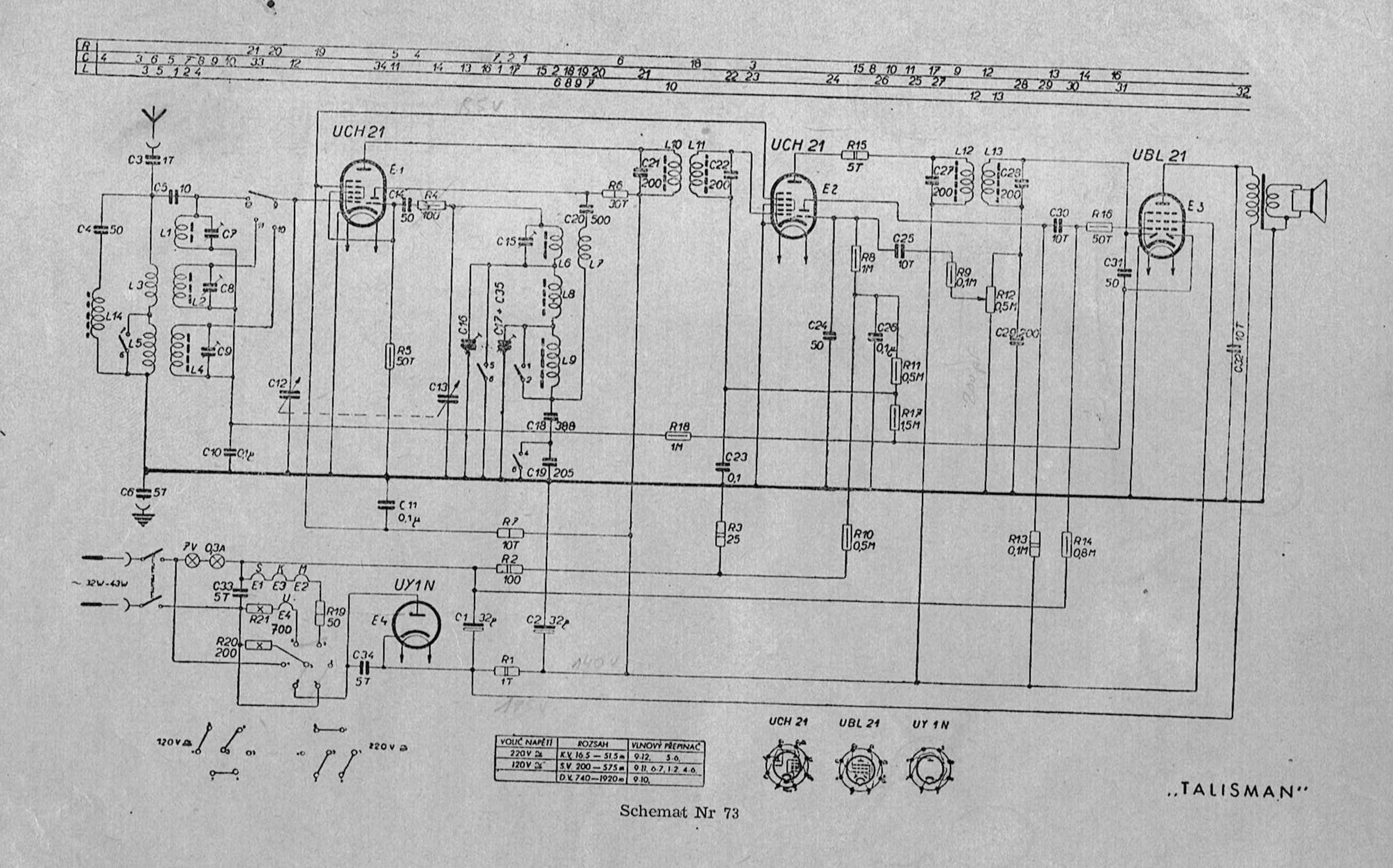
Reszta odbiornika jest najzupełniej prosta. Ujemne przednapięcie siatek czerpie się z oporu (100 + 25 Ω) w ogólnym minusie. Napięcie anodowe czerpie lampa głośnikowa wprost z pierwszego elektrolitu, o dużej oczywiście pojemności 32 μF. Przez doprowadzenie do jej siatki ujemnego przednapięcia bez żadnej filtracji, uzyskuje się kompensację szumów. Reszta układu zasilana jest po filtrze 1 KΩ oraz 32 μF.

Sieć oraz anoda - katoda lampy prostowniczej UY1N są blokowane kondensatorami 5 T. Żaróweczki oświetleniowe są umieszczone w przewodzie sieciowym. Służą one więc jednocześnie jako bezpieczniki i dzięki dość znacznemu poborowi nominalnemu (0,3 Amp.) nie są narażone na przepalenie tak szybko jak normalnie stosowane przy lampach serii U żaróweczki 0,1 Amp., umieszczone w obwodzie żarzenia.

		Regulacja	
		rdzeniami	trimmerami
Fale krótkie	generator nastawić na: strzałkę „ „	15 mc 20 m	6 mc 50 m
Fale średnie	generator „ „ strzałkę „ „	1366 Kc J. C. Vysilac	592 Kc Wien
Fale długie	generator „ „ strzałkę „ „	392 Kc B. Bystrica	160 Kc R. Romania



Schemat Nr 72



VOLIČ NAPĚTÍ	ROZSAH	VLNOVÝ PŘEPINAČ
220V ≃	K.V. 16.5 — 51.5 m	9.12, 5.6,
120V ≃	S.V. 200 — 575 m	9.11, 6.7, 1.2, 4.6,
	D.V. 740 — 1920 m	9.10,

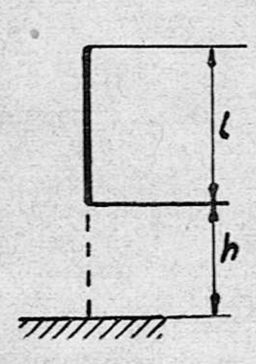
Schemat Nr 73

Uwagi o artykule „Krótkofalowa antena nadawcza"

Otrzymaliśmy od inż. M. Zarembińskiego uwagi dotyczące art. inż. A. Kosiarskiego pt. „Krótkofalowa antena nadawcza z fiderem jednoprzewodowym (antena Windoma)" zamieszczonego w Nr. 11/1949. Uwagi te zamieszczamy wraz z wyjaśnieniem Autora.

Redakcja.

1. Przewód elektryczny „pojedynczy", przez który przepływa prąd elektryczny wysokiej częstotliwości, z a w s z e wypromieniowuje znaczną część energii elektrycznej przez ten przewód przesyłanej. Zatem — nie znamy „anten z jednym (tzn. pojedynczym — przyp. M. Z.) nie promieniującym doprowadzeniem".



2. Opór falowy przewodu pionowego o długości 1 (cm), o średnicy 2 r (cm), zawieszonego na wysokości h (cm) nad ziemią, jest:

$$Z_{fal} = 138 \frac{l}{r} \sqrt{\frac{l + 4h}{3l + 4h}} \text{ ohm} \qquad (1)$$

Wzór ten może być zastosowany do obliczenia oporu falowego fidera (pionowego!) omawianej anteny.

W przypadku gdy $h \simeq 0$, to znaczy, gdy fider dochodzi np. do niskiego parteru (gdzie ustawiony jest nadajnik), wzór ten uprości się do formy.

$$Z_{fal} \simeq 138 \lg \frac{0{,}58\, l}{r} \qquad (2)$$

W pewnych przypadkach w obliczeniach wygodnie jest wyrazić długość elementu anteny w „długościach fali" (lub w jej częściach); np., gdy nasza antena zawieszona będzie na wysokości ok. pół fali nad ziemią, to dla l we wzorze (2) otrzymamy znaczenie $l \cong \frac{\lambda}{2}$, zaś wzór (2) przybierze postać:

$$Z'_{fal} \cong 138 \lg \frac{0.58\,\lambda}{2r} \left(\begin{array}{l} \text{dla } h \cong 0 \\ l \cong \frac{\lambda}{r} \end{array} \right) \qquad (3)$$

lecz to oczywiście wcale nie znaczy, że „opór falowy jest zależny od częstotliwości" — jak podano w cyt. artykule.

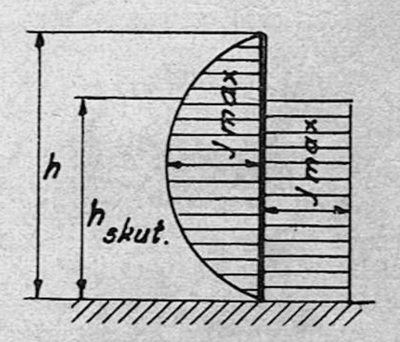
Jak wiemy, opór falowy linii (długich) jest w zasadzie równy (w przybliżeniu):

$$Z_{fal} \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (4)$$

Wzór ten daje bardzo dużą ścisłość zwłaszcza w odniesieniu do anten i linii zasilających, w których opór rzeczywisty i upływność izolacji są b. małe w porównaniu z wyrażeniami: $2\pi f L$ lub $\frac{1}{2\pi f C}$, gdzie L i C stanowią odpowiednio indukcyjność i pojemność linii (na jednostkę długości).

3. Opór falowy dipola półfalowego, poziomego, wykonanego z przewodu o średnicy 2 r (cm) zawieszonego na wysokości h (cm) nad ziemią, jest:

$$Z''_{fal} = 60 \ln \frac{2h}{r} = 138 \lg \frac{2h}{r} \text{ *)} \qquad (5)$$



*) ln — logarytm naturalny.
lg — logarytm dziesiętny.

Pojęcie „wysokości skutecznej anteny" używane jest w radiotechnice t y l k o w odniesieniu do anteny pionowej.

We wzorze (5) *h* oznacza wysokość zawieszenia dipola poziomego nad ziemią.

4. Przytoczony wzór

$$h_{skut} = \frac{2}{\pi} h \qquad (6)$$

odnosi się do obliczenia wysokości skutecznej a n t e n y p i o n o w e j, którą stanowi p ó ł f a l o w y p i o n o w y dipol, uziemiony (lub izolowany, lecz stojący b. blisko nad powierzchnią ziemi), zasilany prądem o sinusoidalnym rozkładzie wzdłuż dipolu.

Jak wynika z powyższego, w odniesieniu do obliczania oporu falowego dipola poziomego „wysokość skuteczna" nie może wchodzić w grę.

5. „Z teorii anten wiadomo, że jeżeli dołączy się linię zasilającą o oporze falowym Z_0 do anteny o takim samym oporze (wejściowym — przyp. M. Z.) Z_0, to w fiderze nie będzie fal stojących..." (powstanie „fala bieżąca" — przyp. M. Z.), lecz ten fider będzie oczywiście również promieniował energię. W odniesieniu do omawianej anteny, można przyjąć, że około 15% energii zostaje wypromieniowane przez fider, zaś reszta przez dipol poziomy (w warunkach „dopasowania" fidera do anteny).

6. „Opór dopasowania (?! — chyba „opór wejściowy" anteny — przyp. M. Z.) w środku węzła prądowego (!? — chyba w brzuścu prądu — przyp. M. Z.) dla anteny półfalowej wynosi łącznie z oporem strat około 80 Ω". Dla w s z y s t k i c h anten i nie tylko półfalowych, opór promieniowania (i związany z nim „opór wejściowy" w brzuścu prądu anteny) zmienia się z wysokością zawieszenia anteny nad ziemią.

inż. M. Zarembiński.
luty 1950.

Wyjaśnienie

W związku z moim artykułem pt. „Krótkofalowa antena nadawcza z fiderem jednoprzewodowym (Antena Windoma)", który ukazał się w numerze 11 — 49 roku Miesięcznika „Radio" chciałbym podać parę wyjaśnień.

1. W tekście tego artykułu podano, że jednoprzewodowy fider o oporności falowej Z_0 podłączony w odpowiednim punkcie anteny (dopasowanie do Z_0) nie promieniuje.

Aby być w zgodzie z teorią należy podać, że nie jest to zupełnie ścisłe — chociaż promieniowanie fidera w stosunku do promieniowania części poziomej może być w przybliżeniu pominięte, a szczególnie z tej przyczyny, że promieniowanie (tak jak anteny z falą bieżącą zakończone opornością falową — np. antena Beverage'a lub antena rombowa) fidera będzie kierunkowe — w omawianym wypadku w górę, tak że wypromieniowana przez fider energia może być uważana za straconą. Jeżeli jednak powyższy układ antenowy rozważy się w całości (fider łącznie z częścią poziomą anteny) jako złożony z dwóch systemów antenowych — to okaże się, że zmieni się położenie wypadkowego wektora pola elektrycznego — a mianowicie zamiast polaryzacji poziomej (zakładając że zasadnicza część anteny jest pozioma) otrzymamy w efekcie polaryzację pośrednią między poziomą a pionową (gdy fider jest pionowy do części poziomej).

Ma to tę dobrą stronę, że położenie anten odbiorczych (współpracujących z antenami Windoma) nie jest krytyczne. Z tego względu anteny nadawcze tego systemu są bardzo czesto używane tam, gdzie są trudne warunki lokalne nie pozwalające na stosowanie anten specjalnych.

Dla uzupełnienia podam, że anteny z fiderem jednoprzewodowym obok wielu zalet mają też i wady — jedną z nich jest promieniowanie obok fali podstawowej również i wyższych harmonicznych o dość znacznej mocy.

Wymaga to stosowania stopni wyjściowych nadajnika w specjalnym układzie tłumiącym wyższe harmoniczne (np. wyjście typu π) — patrz rys. 3 w miesięczniku 11. 49 r. strona 25 (rys. środkowy).

Sprawdzono, że jeszcze 6-ta harmoniczna stacji SP5 AB (czyli 4 LMc) była słyszana na odbiorniku superheterodynowym ze wzmacniaczem wstępnym wielkiej częstotliwości (przed mieszaczem) w promieniu około 3 km. od miejsca zainstalowania stacji. (współpracuje ona z anteną Windoma).

2. Wzór na oporność falową linii długiej

$$Z_0 = 138 \lg \frac{0{,}56 \cdot \lambda}{2\pi \cdot r}$$

został zaczerpnięty z książki: The Radio Antenna Handbook 1938.

3. podano

$$h_{skut.} = \frac{2}{\pi} h_{rzeczyw.}$$ dla anteny poziomej winno

być

$$h_{skut.} = \frac{2}{\pi} h_{rzeczyw.}$$ dla anteny pionowej.

Wysokość skuteczna dla anteny poziomej jest w przybliżeniu równa wysokości rzeczywistej zawieszenia anteny nad ziemią.

Oporność falowa anteny poziomej

$$Z_0 = 60 \ln \frac{2h}{r}$$

Wzór słuszny gdy $h \ll l$

h — rzeczywista wysokość anteny nad ziemią

l — długość drutu antenowego

r — promień drutu użytego na antenę.

4. We wzorze na odległość, w której należy podłączyć fider, brak kwadratu.

Zamiast

$$x = \frac{\lambda}{2\pi} \arcsin \sqrt{\frac{R_{aut} \cdot Z_{0\,fid}}{Z_{0\,aut}}}$$

Winno być

$$x = \frac{\lambda}{2\pi} \arcsin \sqrt{\frac{R_{aut} \cdot Z_{fid}}{Z_{0\,aut}^2}}$$

Wszystkim krótkofalowcom polskim zasyłam VY 73

SP002—X

Odpowiedzi Redakcji

Bartosiak A. Częstochowa. Orzechowskiego 7 — 15.

Wielkość pojemności równoległej da się łatwo obliczyć na podstawie znanych i z góry uczynionych założeń. Mianowicie przy danej indukcyjności cewki dla określonego pasma konieczne jest zastosowanie pojemności wypadkowej, wynikającej ze wzoru $\frac{1}{f} = 2\pi\sqrt{LC}$. Ta pojemność „C" składa się z kolei z sumy dwóch znanych pojemności „$C_1 + C_r$" połączonych szeregowo i trzeciej „C_x" równoległej, a zatem $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_1 + C_r}$; stąd dostaniemy wartość pojemności szukanej Cx.

Inż. Zawisza A., Szczecin. Ujejskiego 20a.

Schemat 20 watowego wzmacniacza wraz ze szczegółowymi danymi technicznymi podaliśmy w nr. 6 miesięcznika „Ra" z 46 r. Dwa głośniki dynamiczne np. 6 watowe produkcji wrzesińskiej można załączy na wtórne uzwojenie transf. wyjściowego szeregowo lub równolegle, zależnie od oporności tego uzwojenia i od wyników praktycznych. Jeśli w przedobwodzie znajduje się zespół krótkofalowy, to dostrojenie tego obwodu odbywa się pod wzgl. kolejności na końcu i tak, jak w odniesieniu do innych obwodów przy pomocy rdzenia i trimmera.

Kołodziejski W., Włocławek. Wolności 50.

Układy transitronowe odznaczają się silnym oddziaływaniem wstecznym stosunkowo wysokiego napięcia oscylatora na obwód wejściowy. Powstawanie harmonicznych o częstotliwości pośredniej, zwłaszcza w pobliżu silnej stacji nadawczej, może spowodować poważne przeszkody w odbiorze. W odniesieniu do generatorów sygnałowych układy jednolampowe odznaczają się dużą ilością harmonicznych.

Głębokość modulacji najprościej byłoby zmieniać przy pomocy zmiany amplitudy napięcia modulującego np. przez zmianę stopnia sprzężenia w modulatorze.

Wojewódzki Oddział Zw. Krótkofalowców. Kraków. Smolki 12b — 6.

Podajemy dane lampy rtęciowej Philips 1738 : żarzenie 1,92V/18A; Ua_{min} = 20 V; (napięcie zapłonu); Ua_{max} = 95 V; Ia = = 15 — 45 A.

Nowierski. Rembertów. Zwycięstwa 1.

Ogranicznik trzasków Dickerta w odbiorniku z nr. 11 mies. „Ra" z 49 roku należy włączyć pomiędzy diodę lampy EBF11 i pentodę EF11; ogranicznik w układzie z diodą można wykonać w/g rysunku 1, podanego w opisie jego działania. Zastosowanie ogranicznika, który wyrównywa silne sygnały do poziomu, odpowiadającego szczytom modulacji, nie wywoła pogorszenia wierności odbioru. Proponowana rozbudowa odbiornika nie wydaje się celowa. Układy o bardzo stromej krzywej rezonansu odznaczają się dużą selektywnością, jednakże jakość odbioru musi być wówczas poprawiona, co nie zawsze da się w prosty sposób osiągnąć. Wartość oporu, o który Pan zapytuje, wynosi 0,5 MΩ. Na pytanie ostatnie odpowiedź negatywna.

Czyrek Zbigniew. Szczecin. Tarczyńskiego 2 — 6.

W dwulampowym odbiorniku bez transformatora sieciowego należy zastosować obok lampy prostowniczej CY1 i urdoksa U918 następujące lampy : pentodę wys. częst. CF7 (lub CF3) i pentodę głośnikową CL4.

Jasieniak Wojciech, Opole. Drzymały 33.

Dławik małej częstotliwości, jaki zastosowano w signal-generatorze z nr. 1 mies. „Ra" z 46 r. posiada wymiary zbliżone do dławika z aparatu D. K. E., którego przekrój rdzenia wynosi 1 cm², a uzwojenie w ilości 1500 zwojów wykonane jest z drutu o średnicy 0,1 mm. Transformator w modulatorze może być transformatorem międzylampowym z aparatu VE 301W bez konieczności przewijania go. Rdzeń „E" może być użyty do nawinięcia dławików o indukcyjności 250 mH— dla próby radzimy zastosować posiadany dławik F22.

Nomogram Nr 34

W Nr 11/12 1947 r. i 1/2 1948 r. zamieściliśmy dwa nomogramy (Nr. 17 i 18) zaś w Nr. 11 i 12 z 1949 podaliśmy tzw. uniwersalne krzywe wzmocnienia. Z nomogramów tych można było znaleźć spadek wzmocnienia na niskich oraz na wysokich częstotliwościach, w zależności od danych układu. Tzw. uniwersalne krzywe wzmocnienia pozwalały na wykreślenie całego przebiegu „charakterystyki częstotliwości“ jednego stopnia wzmocnienia oporowego.

Aby zamknąć tę serię podajemy obecnie jeszcze dwa bardzo uproszczone nomogramy, które pozwalają na obliczenie spadku wzmocnienia tylko na pewnych określonych częstotliwościach. Ogranicza oczywiście to ich użyteczność, ale za to szybkość ich użycia jest tym większa. Częstotliwości zostały tak dobrane, aby dawały obraz pracy stopnia wzmocnienia. W zakresie dolnym są to 30 i 50 c/s, a więc najczęściej spotykane cyfry, w zakresie górnym 6000 i 10000 c/s.

Dla całości przypominamy jeszcze, że w zakresie dolnych częstotliwości do obliczeń wchodzi wartość R, którą obliczamy wg. nast. wzoru:

$$R = \frac{\rho \cdot R_a}{\rho + R_a} + R_g$$

gdzie ρ jest opornością wewnętrzną lampy, R jej oporem anodowym, zaś R_g oporem upływowym następnej siatki. Często, i bez większego błędu, bierzemy

$$R = R_g$$

Mając wartość R oraz pojemność sprzęgającą C znajdujemy spadek wzmocnienia na niskich częstotliwościach 30 lub 50 c/s przez proste przyłożenie linijki do nomogramu.

Np. dla często spotykanych wartości $\rho = 1$ MΩ, $R_a = 0{,}1$ MΩ i $R_g = 0{,}5$ otrzymujemy

$$R = \frac{1 \cdot 0{,}1}{1 + 0{,}1} + 0{,}5 = 0{,}509 \text{ M}\Omega.$$

Dla tej wartości R oraz C = 10 000 pF nomogram daje wzmocnienie dla 30 c/s 0,72 zaś dla 50 c/s 0,86.

Jeżeli wzięlibyśmy $R = R_g$ tj. 0,500 MΩ, błąd byłby znikomy.

Dla wyższych częstotliwości jako r bierzemy wartość powstałą z połączenia równoległego ρ, R_a i R_g

$$r = \frac{\rho \; R_a \cdot R_g}{\rho \cdot R_a + \rho \cdot R_g + R_a \cdot R_g}$$

zaś C jest to pojemność całkowita „wisząca“ u anody lampy wzmacniającej, a więc jej pojemność anoda - katoda, pojemność wejściowa następnej lampy oraz pojemność układu (przewodów, zwłaszcza ekranowanych, kapek osłonnych itd.). Ta pojemność wynosi co najmniej 15 pF, zaś może sięgać i 100 pF, gdy następująca lampa jest triodą.

W poprzednim przykładzie r wyniesie:

$$r = \frac{1 \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}5}{1 \cdot 0{,}1 + 1 \cdot 0{,}5 + 0{,}1 \cdot 0{,}5} = 0{,}077 \text{ M}\Omega = 77 \text{ K}\Omega$$

Z nomogramu łatwo stwierdzimy, że dopiero pojemność 100 pF da zauważalny (10%) spadek wzmocnienia na częstotliwości 10 000 c/s.

I w tym wypadku popełnimy tylko niewielki błąd, jeśli zamiast r (tu = 77 KΩ) weźmiemy po prostu R_a (tu = 100 KΩ).

KUPON Nr 34

na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko ....

Adres ....

....

Redaktor naczelny Wacław Wagner. Komitet redakcyjny:
inż. Jerzy Borecki, inż. Mieczysław Flisak, mgr Aleksandra Gradowska, inż. Kazimierz Lewiński

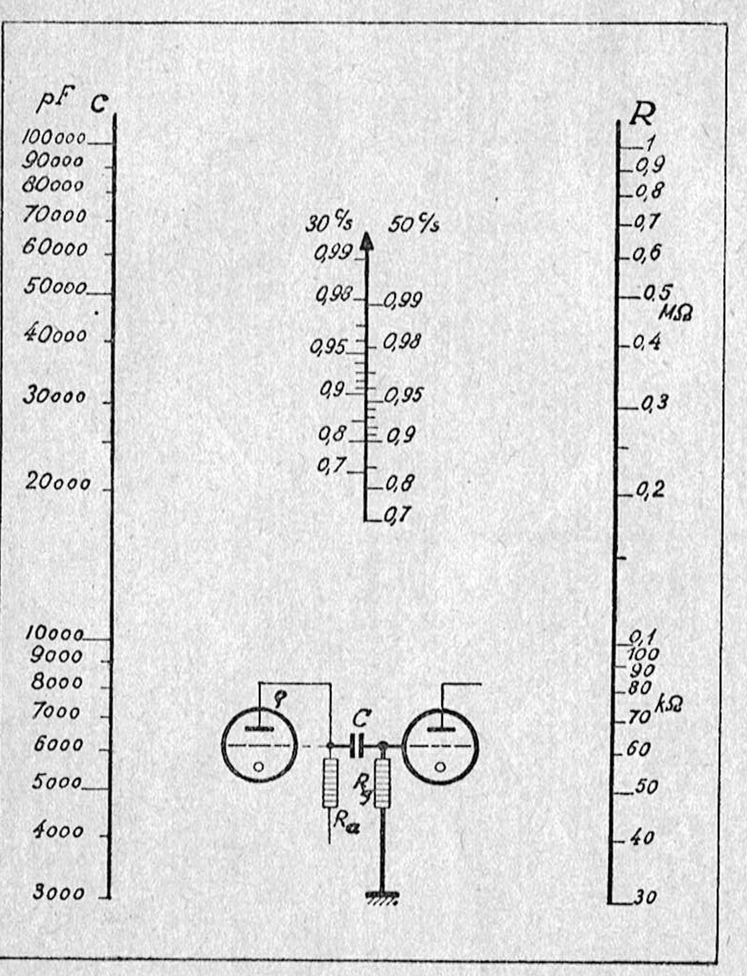
Nakład 11.000, format A-4, objętość 2 arkusze, papier ilustracyjny kl. V 90 gr.

Wydawca: Biuro Wydawnictw Polskiego Radia.

Adres Redakcji: Warszawa, Al. Stalina 21; **Administracji:** Warszawa, Noakowskiego 20.

Druk. Ludowej Spółdzielni Wydawniczej nr 2. W-wa

B-106308

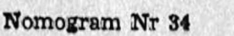


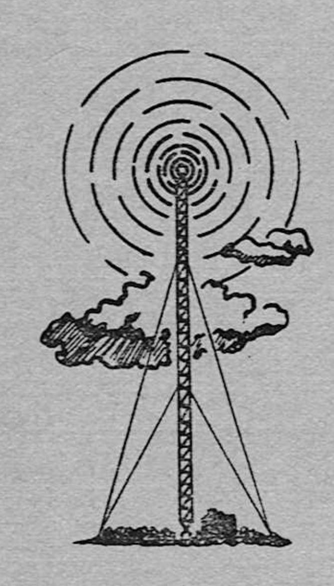
C
500
400
300
200
100
pF
50
20
10
5

6.000 c/s
10.000 c/s
0.7
0.8
0.90
0.95
0.97
0.98
0.99
0.7
0.8
0.9
0.95
0.97
0.98
0.99

C
Ra
c
Rg

r
500
200
100
KΩ
50
20
10
5


Nomogram Nr 34



Druk. Ludowej Spółdzielni Wydawniczej nr 2 — W-wa, Skolimowska 5